

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-262265

(43)Date of publication of application : 24.09.1999

(51)Int.Cl.

H02M 7/155

(21)Application number : 10-061370

(71)Applicant : TOSHIBA CORP

(22)Date of filing : 12.03.1998

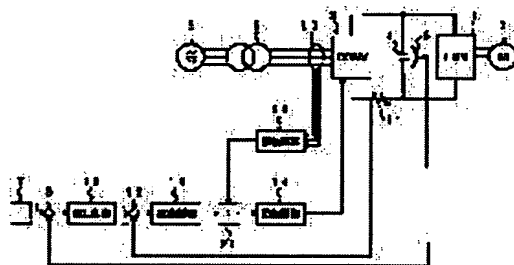
(72)Inventor : KUDO TOSHIKI
SUZUKI NATSUYA

(54) CONVERTER CONTROLLING DEVICE

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To improve the stability in voltage control for the voltage fluctuations of an AC power source.

SOLUTION: This converter controlling device is provided with a voltage controller 10, which outputs the output current command of a thyristor converter 3 by operating the feedback control of the DC circuit voltage of the thyristor converter 3, which converts the voltage of an AC power source 5 into a DC voltage for supplying a load with DC power, a current controller 13 which outputs the output voltage command of the thyristor converter 3 by operating the feedback control of the output DC current of the thyristor converter 3, a phase controller 14 which controls the thyristor ignition phase angle of the thyristor converter 3, in such a way that the output voltage average value of the thyristor converter 3 becomes proportional to its output voltage command, an AC voltage detector 15 which detects the voltage of the AC power source 5, and an amplitude computing element 20 which calculates signals proportional to the amplitude of this AC voltage. The output voltage command of the thyristor converter 3 is corrected by dividing the output voltage of the thyristor converter 3 by the voltage amplitude of the AC power source 5, the output of the amplitude computing element 20.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 28.02.2001
[Date of sending the examiner's decision of rejection]
[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]
[Date of final disposal for application]
[Patent number] 3403056
[Date of registration] 28.02.2003
[Number of appeal against examiner's decision of rejection]
[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]
[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

*** NOTICES ***

JPO and NCIPi are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1] An armature-voltage control means to carry out feedback control of the direct current circuit electrical potential difference of the thyristor converter which carries out rectification of the AC-power-supply electrical potential difference to direct current voltage, and supplies direct current power to a load, and to output the output current command of said thyristor converter, The current control means which carries out feedback control of the output direct current of said thyristor converter, and outputs the output voltage command of said thyristor converter, In the control unit of the thyristor converter constituted by having a phase control means to control the thyristor ignition phase angle of said thyristor converter so that the output voltage average value of said thyristor converter is proportional to the output voltage command of said thyristor converter It has an alternating-voltage detection means to detect said AC-power-supply electrical potential difference, and an amplitude operation means to calculate the signal proportional to the amplitude of the alternating voltage detected by said alternating-voltage detection means. The control unit of the converter characterized by amending the output voltage command of said thyristor converter by doing the division of the output voltage command of the thyristor converter which is the output of said current control means by the AC-power-supply voltage swing which is the output of said amplitude operation means.

[Claim 2] An armature-voltage control means to carry out feedback control of the direct current circuit electrical potential difference of the thyristor converter which carries out rectification of the AC-power-supply electrical potential difference to direct current voltage, and supplies direct current power to a load, and to output the output voltage command of said thyristor converter, In the control unit of the thyristor converter constituted by having a phase control means to control the thyristor ignition phase angle of said thyristor converter so that the output voltage average value of said thyristor converter is proportional to the output voltage command of said thyristor converter It has an alternating-voltage detection means to detect said AC-power-supply electrical potential difference, and an amplitude operation means to calculate the signal proportional to the amplitude of the alternating voltage detected by said alternating-voltage detection means. The control unit of the converter characterized by amending the output voltage command of said thyristor converter by doing the division of the output voltage command of the thyristor converter which is the output of said armature-voltage control means by the AC-power-supply voltage swing which is the output of said amplitude operation means.

[Claim 3] An electrical-potential-difference criteria means to define the electrical-potential-difference criteria of the direct current circuit of the thyristor converter which carries out rectification of the AC-power-supply electrical potential difference to direct current voltage, and supplies direct current power to a load, In the control unit of the thyristor converter constituted by having a phase control means to control the thyristor ignition phase angle of said thyristor converter so that the output voltage average value of said thyristor converter is proportional to said electrical-potential-difference criteria It has an alternating-voltage detection means to detect said AC-power-supply electrical potential difference, and an amplitude operation means to calculate the signal proportional to the amplitude of the alternating voltage detected by said alternating-voltage detection means. The control unit of the converter characterized by amending said electrical-potential-difference criteria by doing the division of said electrical-potential-difference criteria by the AC-power-supply voltage

swing which is the output of said amplitude operation means.

[Claim 4] An armature-voltage control means to carry out feedback control of the direct current circuit electrical potential difference of the thyristor converter which carries out rectification of the AC-power-supply electrical potential difference to direct current voltage, and supplies direct current power to a load, and to output the output current command of said thyristor converter, The current control means which carries out feedback control of the output direct current of said thyristor converter, and outputs the output voltage command of said thyristor converter, In the control unit of the thyristor converter constituted by having a phase control means to control the thyristor ignition phase angle of said thyristor converter so that the output voltage average value of said thyristor converter is proportional to the output voltage command of said thyristor converter An alternating-voltage detection means to detect said AC-power-supply electrical potential difference, and an amplitude operation means to calculate the signal proportional to the amplitude of the alternating voltage detected by said alternating-voltage detection means, It has an inverse number operation means to ask for the inverse number of the output of said amplitude operation means, and the high-pass filter which calculates the amount proportional to time amount change of the output of said inverse number operation means. The control unit of the converter characterized by amending the output voltage command of said thyristor converter by making only the amount which carried out the multiplication of the output of said high-pass filter to the output voltage command of the thyristor converter which is the output of said current control means increase.

[Claim 5] An armature-voltage control means to carry out feedback control of the direct current circuit electrical potential difference of the thyristor converter which carries out rectification of the AC-power-supply electrical potential difference to direct current voltage, and supplies direct current power to a load, and to output the output voltage command of said thyristor converter, In the control unit of the thyristor converter constituted by having a phase control means to control the thyristor ignition phase angle of said thyristor converter so that the output voltage average value of said thyristor converter is proportional to the output voltage command of said thyristor converter An alternating-voltage detection means to detect said AC-power-supply electrical potential difference, and an amplitude operation means to calculate the signal proportional to the amplitude of the alternating voltage detected by said alternating-voltage detection means, It has an inverse number operation means to ask for the inverse number of the output of said amplitude operation means, and the high-pass filter which calculates the amount proportional to time amount change of the output of said inverse number operation means. The control unit of the converter characterized by amending the output voltage command of said thyristor converter by making only the amount which carried out the multiplication of the output of said high-pass filter to the output voltage command of the thyristor converter which is the output of said current control means increase.

[Claim 6] An armature-voltage control means to carry out feedback control of the direct current circuit electrical potential difference of the thyristor converter which carries out rectification of the AC-power-supply electrical potential difference to direct current voltage, and supplies direct current power to a load, and to output the output current command of said converter, The current control means which carries out feedback control of the output direct current of said converter, and outputs the output voltage command of said converter, In the control unit of the thyristor converter which consists of a phase control means to control the thyristor ignition phase angle of said thyristor converter so that the output voltage average value of said thyristor converter is proportional to said output voltage command An alternating-voltage detection means to detect said AC-power-supply electrical potential difference, and an amplitude operation means to calculate the signal proportional to the amplitude of the alternating voltage detected by said alternating-voltage detection means, It has the high-pass filter which calculates the amount proportional to time amount change of the alternating-voltage amplitude which is the output of said amplitude operation means. The control unit of the converter characterized by amending the output voltage command of said thyristor converter by subtracting the output of said high-pass filter from the output voltage command of the thyristor converter which is the output of said armature-voltage control means.

[Claim 7] An armature-voltage control means to carry out feedback control of the direct current circuit electrical potential difference of the thyristor converter which carries out rectification of the AC-power-supply electrical potential difference to direct current voltage, and supplies direct current power to a load, and to output the output voltage command of said thyristor converter, In the control

unit of the thyristor converter constituted by having a phase control means to control the thyristor ignition phase angle of said thyristor converter so that the output voltage average value of said thyristor converter is proportional to the output voltage command of said thyristor converter An alternating-voltage detection means to detect said AC-power-supply electrical potential difference, and an amplitude operation means to calculate the signal proportional to the amplitude of the alternating voltage detected by said alternating-voltage detection means, It has the high-pass filter which calculates the amount proportional to time amount change of the alternating-voltage amplitude which is the output of said amplitude operation means. The control unit of the converter characterized by amending the output voltage command of said thyristor converter by subtracting the output of said high-pass filter from the output voltage command of the thyristor converter which is the output of said armature-voltage control means.

[Claim 8] In the control unit of a converter given in any 1 term of said claim 1 thru/or claim 7 said amplitude operation means Two phase-number conversion means to change the alternating voltage detected by said alternating-voltage detection means into the diphasic signal which intersects perpendicularly, A square addition means to carry out the square of the diphasic signal which is the output of said 2 phase-number conversion means, respectively, and to add it, a square root operation means to ask for the square root of the output of said square addition means, and the low pass filter for controlling the ripple of the output signal of said square root operation means -- since -- the control unit of the converter characterized by constituting.

[Claim 9] In the control unit of a converter given in any 1 term of said claim 1 thru/or claim 7 said amplitude operation means An average electrical-potential-difference operation means to calculate the instant average of the alternating voltage detected by said alternating-voltage detection means, A subtraction means to subtract the instant average which is the output of said average electrical-potential-difference operation means from the alternating voltage detected by said alternating-voltage detection means, respectively, Two phase-number conversion means to change the output of said subtraction means into the diphasic signal which intersects perpendicularly, A square addition means to carry out the square of the diphasic signal which is the output of said 2 phase-number conversion means, respectively, and to add it, a square root operation means to ask for the square root of the output of said square addition means, and the low pass filter for controlling the ripple of the output signal of said square root operation means -- since -- the control unit of the converter characterized by constituting.

[Claim 10] a low pass filter for said amplitude operation means to control the ripple of the output signal of the full-wave-rectification means which considers alternating voltage detected by said alternating-voltage detection means as an input, and carries out full wave rectification, and said full-wave-rectification means in the control unit of a converter given in any 1 term of said claim 1 thru/or claim 7 -- since -- the control unit of the converter characterized by constituting.

[Claim 11] It is the control unit of the converter by which said low pass filter is characterized by calculating the moving average of an input signal and making it output it in the control unit of a converter given in any 1 term of said claim 8 thru/or claim 10.

[Claim 12] An armature-voltage control means to carry out feedback control of the direct current circuit electrical potential difference of the pulse-width-modulation (PWM) converter which carries out rectification of the AC-power-supply electrical potential difference to direct current voltage, and supplies direct current power to a load, and to output the active current command of alternating current, A reactive current criteria means to define the reactive current command of the alternating current of said PWM converter, the alternating-voltage command of said PWM converter is decided that the inphase component and orthogonal component to supply voltage of alternating current of said PWM converter follow said active current command and a reactive current command, respectively -- with effective and a reactive current control means In the control unit of the PWM converter constituted by having the PWM control means which carries out PWM control of said PWM converter so that the alternating-voltage average value of said PWM converter may be proportional to said alternating-voltage command The control unit of the converter characterized for the signal proportional to the alternating voltage which was equipped with an alternating-voltage detection means to detect each phase voltage of said AC power supply, and was detected by said alternating-voltage detection means by said thing [having made it superimpose on effective and the alternating-voltage command of each phase which is the output of a reactive current control means].

[Claim 13] An armature-voltage control means to carry out feedback control of the direct current circuit electrical potential difference of the pulse-width-modulation (PWM) converter which carries out rectification of the AC-power-supply electrical potential difference to direct current voltage, and supplies direct current power to a load, and to output the active current command of alternating current, A reactive current criteria means to define the reactive current command of the alternating current of said PWM converter, A phase detection means to output the criteria phase which synchronized with said AC-power-supply electrical potential difference, and a coordinate transformation means to change the alternating current of said PWM converter into a component in phase to said criteria phase, and the component which intersects perpendicularly, The active current control means which carries out comparison magnification of the inphase component of said alternating current, and said active current command, and outputs an active voltage command, The reactive current control means which carries out comparison magnification of the orthogonal component of said alternating current, and said reactive current command, and outputs a reactive voltage command, Said criteria phase is used. Said coordinate transformation means to change effective and a reactive voltage command into an alternating-voltage command, In the control unit of the PWM converter constituted by having the PWM control means which carries out PWM control of said PWM converter so that the alternating-voltage average value of said PWM converter may be proportional to said alternating-voltage command The alternating voltage detected by alternating-voltage detection means to detect each phase voltage of said AC power supply, and said alternating-voltage detection means Said criteria phase is equipped with a coordinate transformation means to change into a component in phase and the component which intersects perpendicularly. The control unit of the converter characterized by superimposing the signal which is proportional to said alternating-voltage orthogonal component again at said active voltage command about the signal proportional to the alternating-voltage inphase component which is the output of said coordinate transformation means on said reactive voltage command, respectively.

[Claim 14] An armature-voltage control means to carry out feedback control of the direct current circuit electrical potential difference of the pulse-width-modulation (PWM) converter which carries out rectification of the AC-power-supply electrical potential difference to direct current voltage, and supplies direct current power to a load, and to output the active current command of alternating current, A reactive current criteria means to define the reactive current command of the alternating current of said PWM converter, A phase detection means to output the criteria phase which synchronized with said AC-power-supply electrical potential difference, and a coordinate transformation means to change the alternating current of said PWM converter into a component in phase to said criteria phase, and the component which intersects perpendicularly, The active current control means which carries out comparison magnification of the inphase component of said alternating current, and said active current command, and outputs an active voltage command, The reactive current control means which carries out comparison magnification of the orthogonal component of said alternating current, and said reactive current command, and outputs a reactive voltage command, Said criteria phase is used. Said coordinate transformation means to change effective and a reactive voltage command into an alternating-voltage command, In the control unit of the PWM converter constituted by having the PWM control means which carries out PWM control of said PWM converter so that the alternating-voltage average value of said PWM converter may be proportional to said alternating-voltage command It has an alternating-voltage detection means to detect each phase voltage of said AC power supply, and a coordinate transformation means to ask for an inphase component with said criteria phase from the alternating voltage detected by said alternating-voltage detection means. The control unit of the converter characterized by superimposing the signal proportional to the alternating-voltage inphase component which is the output of said coordinate transformation means on said active voltage command.

[Claim 15] An armature-voltage control means to carry out feedback control of the direct current circuit electrical potential difference of the pulse-width-modulation (PWM) converter which carries out rectification of the AC-power-supply electrical potential difference to direct current voltage, and supplies direct current power to a load, and to output the active current command of alternating current, A reactive current criteria means to define the reactive current command of the alternating current of said PWM converter, A phase detection means to output the criteria phase which

synchronized with said AC-power-supply electrical potential difference, and a coordinate transformation means to change the alternating current of said PWM converter into a component in phase to said criteria phase, and the component which intersects perpendicularly, The active current control means which carries out comparison magnification of the inphase component of said alternating current, and said active current command, and outputs an active voltage command, The reactive current control means which carries out comparison magnification of the orthogonal component of said alternating current, and said reactive current command, and outputs a reactive voltage command, Said criteria phase is used. Said coordinate transformation means to change effective and a reactive voltage command into an alternating-voltage command, In the control unit of the PWM converter constituted by having the PWM control means which carries out PWM control of said PWM converter so that the alternating-voltage average value of said PWM converter may be proportional to said alternating-voltage command An alternating-voltage detection means to detect each phase voltage of said AC power supply, and a coordinate transformation means to change the alternating voltage detected by said alternating-voltage detection means into a component in phase to said criteria phase, and the component which intersects perpendicularly, It has the high-pass filter which calculates the amount proportional to time amount change of the alternating-voltage inphase component which is the output of said coordinate transformation means, and an orthogonal component, respectively. The control unit of the converter characterized by having superimposed the amount of alternating-voltage inphase component fluctuation which is the output of said high-pass filter on said active voltage command, and superimposing said amount of alternating-voltage orthogonal component fluctuation on said reactive voltage command, respectively.

[Claim 16] An armature-voltage control means to carry out feedback control of the direct current circuit electrical potential difference of the pulse-width-modulation (PWM) converter which carries out rectification of the AC-power-supply electrical potential difference to direct current voltage, and supplies direct current power to a load, and to output the active current command of alternating current, A reactive current criteria means to define the reactive current command of the alternating current of said PWM converter, A phase detection means to output the criteria phase which synchronized with said AC-power-supply electrical potential difference, and a coordinate transformation means to change the alternating current of said PWM converter into a component in phase to said criteria phase, and the component which intersects perpendicularly, The active current control means which carries out comparison magnification of the inphase component of said alternating current, and said active current command, and outputs an active voltage command, The reactive current control means which carries out comparison magnification of the orthogonal component of said alternating current, and said reactive current command, and outputs a reactive voltage command, Said criteria phase is used. Said coordinate transformation means to change effective and a reactive voltage command into an alternating-voltage command, In the control unit of the PWM converter constituted by having the PWM control means which carries out PWM control of said PWM converter so that the alternating-voltage average value of said PWM converter may be proportional to said alternating-voltage command An alternating-voltage detection means to detect each phase voltage of said AC power supply, and a coordinate transformation means to ask for an inphase component with said criteria phase from the alternating voltage detected by said alternating-voltage detection means, The control unit of the converter characterized by having the high-pass filter which calculates the amount proportional to time amount change of the alternating-voltage inphase component which is the output of said coordinate transformation means, and superimposing the amount of alternating-voltage inphase component fluctuation which is the output of said high-pass filter on said active voltage command.

[Translation done.]

* NOTICES *

JPO and NCIPi are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention] This invention relates to the control unit of the converter which is applied to the control unit of the thyristor converter which carries out rectification of the AC-power-supply electrical potential difference to direct current voltage, and supplies direct current power to a load, or a pulse-width-modulation (PWM is called hereafter) converter, especially raised the stability of the armature-voltage control to AC-power-supply voltage variation.

[0002]

[Description of the Prior Art] Generally, the thyristor converter or the PWM converter is used in many fields, and the usage is also various. And as a control unit of this thyristor converter, there are many things at first about some which are indicated by "JP,8-322262,A" etc., for example.

[0003] Drawing 19 is the circuit diagram showing the fundamental example of a configuration of the control unit of this kind of conventional thyristor converter.

[0004] drawing 19 -- setting -- 1 -- an inverter and 2 -- a motor and 3 -- a thyristor converter and 4 -- a smoothing capacitor and 5 -- AC power supply and 6 -- a power transformer and 7 -- an electrical-potential-difference reference circuit and 8 -- for a comparator and 10, as for a current detector and 12, an armature-voltage control machine and 11 are [an electrical-potential-difference detector and 9 / a comparator and 13] phase control machines, and a current limiter and 14 are constituted like illustration.

[0005] That is, the alternating current power inputted through a power transformer 6 is changed into direct current power from AC power supply 5 by the thyristor converter 3, and the ripple of direct current voltage Vdc is controlled with a smoothing capacitor 4. And inverse transformation of this direct current voltage Vdc by which smooth was carried out is carried out to three-phase-circuit alternating voltage with an inverter 1, and a motor 2 is driven.

[0006] On the other hand, the armature-voltage control of the thyristor converter 3 compares the electrical-potential-difference criteria of the direct current circuit given from the electrical-potential-difference reference circuit 7 with the direct current voltage Vdc of the smoothing capacitor 4 detected by the electrical-potential-difference detector 8 by the comparator 9, and performs it by carrying out feedback control with the armature-voltage control vessel 10.

[0007] Furthermore, a comparator 12 compares the output current command of the thyristor converter 3 which is the output of the armature-voltage control machine 10, and the output current of the thyristor converter 3 detected by the current detector 11, and the output voltage command of the thyristor converter 3 is outputted by carrying out feedback control with a current limiter 13.

[0008] And as the output voltage average value of the thyristor converter 3 proportional to the output voltage command of the thyristor converter 3 which is the output of a current limiter 13 is acquired, it is the configuration of common knowledge of controlling the thyristor ignition phase angle of the thyristor converter 3 by the phase control machine 14.

[0009] In this case, when the voltage swing of AC power supply 5 is set to Vac, it is the output voltage average Vc of the ignition phase angle alpha of a thyristor, and the thyristor converter 3. It is output voltage command Vc * of the thyristor converter 3 whose phase control machine 14 is an input since relation comes to be shown in following the (1) type. It receives and the ignition phase angle alpha is determined that following the (2) type is materialized.

[0010]

$V_c = V_{ac} \cos \alpha$ -- (1) $\alpha = \cos^{-1} (V_c / V_{ac})$ -- (2)

And as the ignition phase angle α of a thyristor is controlled by the phase control machine 14 and it is shown in following the (3) type so that the above-mentioned formula may be satisfied, it is output voltage command V_c^* of the thyristor converter 3. The output voltage average V_c of the proportional thyristor converter 3 It can obtain.

[0011]

$V_c = V_{ac} V_c^*$ -- (3)

Thus, the direct current circuit electrical potential difference of the thyristor converter 3 is controlled, and direct current power is supplied to the motor 2 which is a load.

[0012] In addition, it cannot be overemphasized that it is applicable not only to the thing of an inverter 1 and a motor 2 but various direct-current loads shown in drawing 19 as a load.

[0013]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] By the way, it sets to the control device of such a thyristor converter, and is output voltage command V_c^* of the thyristor converter 3 as mentioned above. Output voltage average V_c It is only a time of being the case that the voltage swing V_{ac} of AC power supply 5 is fixed that proportionality is materialized in between.

[0014] Therefore, when the voltage swing V_{ac} of AC power supply 5 changes, it is proportional to the variation, and it is the output voltage average V_c of the thyristor converter 3. It changes, and this serves as disturbance and brings a bad influence to control. And if the source effect of AC power supply 5 happens, the direct current voltage V_{dc} of a smoothing capacitor 4 cannot be made to follow an electrical-potential-difference reference value, but operation of the motor 2 which is a load may be affected.

[0015] In addition, although the above is about the case of a thyristor converter, the PWM converter using the transistor etc. as a converter which can realize a high-speed control response more is known.

[0016] Drawing 20 is the circuit diagram showing the fundamental example of a configuration of the control unit of this kind of conventional PWM converter.

[0017] That is, as shown in drawing 20, as a main circuit, it has composition equipped with power-source filter 6a which constituted PWM converter 3a from a reactor, a capacitor, etc. instead of the power transformer 6 again instead of the thyristor converter 3 in the configuration of said drawing 19.

[0018] On the other hand, the armature-voltage control of PWM converter 3a compares the electrical-potential-difference criteria of the direct current circuit given from the electrical-potential-difference reference circuit 7 with the direct current voltage V_{dc} of the smoothing capacitor 4 detected by the electrical-potential-difference detector 8 by the comparator 9 like the case of said drawing 19, and performs it by carrying out feedback control with the armature-voltage control vessel 10.

[0019] Moreover, it changes into the signal which synchronized with the power source with the phase detector 16 from the supply voltage detected by the alternating-voltage detector 15.

[0020] It consists of a filter, a phase-shifting circuit, etc., and phase detectors 16 are outputs SP and SQ. It is the sinusoidal signal which synchronized with the phase voltage of AC power supply 5, and becomes the criteria phase of alternating current control of PWM converter 3a.

[0021] furthermore, the output of the armature-voltage control machine 10 -- active current command i_P^* it is -- reactive current command i_Q^* given from the reactive current calibration master 17 It becomes a command value over the alternating current of PWM converter 3a.

[0022] Moreover, the reactive current controllers 18 are [effective and] the power-source synchronizing signals SP and SQ outputted from a phase detector 16. It uses. Alternating current i_R detected by the current detectors 11R and 11T And i_T A power-source phase and a component in phase are active current command i_P^* . The component which intersects perpendicularly with a power-source phase is reactive current command i_Q^* . So that it may follow, respectively Electrical-potential-difference command u_R^* of a three phase circuit, u_S^* , and u_T^* It outputs.

[0023] And electrical-potential-difference command u_R^* of this three phase circuit, u_S^* , and u_T^* It is the configuration of common knowledge of carrying out pulse width modulation by the

PWM control circuit 19, and turning on and off switching devices, such as a transistor of PWM converter 3a, with the output of the PWM control circuit 19.

[0024] Drawing 21 is the block diagram in drawing 20 showing an example of effective and the reactive current controller 18.

[0025] As for a comparator, and 183R and 183T, for 181, in drawing 21, a coordinate transformation machine, and 182R and 182T are [a current limiter and 184] reversal adders.

[0026] Namely, alternating current command i_R^* which is the output of the coordinate transformation machine 181 and i_T^* . Each detected phase current i_R and i_T Comparators 182R and 182T compare, respectively, this comparison result is amplified with current limiters 183R and 183T, and they are electrical-potential-difference command nu_R^* of R phase and T phase, and nu_T^* . It obtains.

[0027] Moreover, electrical-potential-difference command nu_S^* of an S phase Electrical-potential-difference command nu_R^* of R phase and T phase, and nu_T^* . It obtains by inverting with the reversal adder 184 and adding.

[0028] In addition, in drawing 21, although it is made to carry out current control only of the two phases, there is also a configuration which carries out current control of the part for a three phase circuit.

[0029] Moreover, a power transformer may be used instead of power-source filter 6a.

[0030] Drawing 22 (a) is the block diagram showing an example of the coordinate transformation machine 181 in drawing 21.

[0031] For a multiplier and 181E, in drawing 22 (a), a subtractor and 181F are [181A, 181B, 181C, and 181D / a coefficient multiplier and 181I of an adder, and 181G and 181H] adders.

[0032] Drawing 22 (b) is the power-source synchronizing signals SP and SQ outputted from a phase detector 16. It is the signal waveform diagram showing phase relation.

[0033] It sets to drawing 22 (b) and he is SP. R phase voltage e_R of AC power supply 5 A power-source synchronizing signal in phase and SQ Power-source synchronizing signal SP It is the power-source synchronizing signal which was in 90 degrees.

[0034] It sets to drawing 22 (a) and they are the power-source synchronizing signals SP and SQ. Active current command i_P^* Or reactive current command i_Q^* Multiplication is carried out with four multipliers 181A, 181B, 181C, and 181D.

[0035] And this multiplication result is subtracted or added by subtractor 181E or adder 181F, and each output x and y are as follows.

[0036] $x = i_P^* \cdot SP - i_Q^* \cdot SQ$, $y = i_P^* \cdot SQ + i_Q^* \cdot SP$ -- here, $SP = \cos(\omega t)$, $SQ = \sin(\omega t)$, then the above-mentioned formula are as follows.

[0037]

$x = i_P^* \cdot \cos(\omega t) - i_Q^* \cdot \sin(\omega t)$, $y = i_P^* \cdot \sin(\omega t) + i_Q^* \cdot \cos(\omega t) = i_P^* \cdot \cos(t - 90 \text{ degrees of } \omega t) - i_Q^* \cdot \sin(t - 90 \text{ degrees of } \omega t)$

Namely, $x = i_R^*$ For a component in phase to R phase supply voltage, i_P^* and the component which intersects perpendicularly are i_Q^* . It is an alternating current command, and y is the alternating current command with the same inphase component i_P^* and orthogonal component i_Q^* , and is the signal which was behind [x] in 90 degrees.

[0038] Coefficient multipliers 181G and 181H and adder 181I ask for the current command of T phase from the above-mentioned output x and y by the rectangular cross 2 phase / a three-phase-circuit conversion operation like a degree type.

[0039] i_T Processing of drawing 22 beyond $\sqrt{3}$ is well-known coordinate transformation, and i_P^* and an orthogonal component are [supply voltage and an inphase component] i_Q^* as a result. Current command i_R^* of R phase and T phase And i_T^* is obtained.

[0040] In addition, in drawing 22, although about 90 degrees of signals of phase reference are used as a power-source synchronizing signal, there are various things as a configuration of coordinate transformation, such as using about 120 degrees of synchronizing signals of phase reference.

[0041] By the way, since the control response is quicker than the above-mentioned thyristor converter 3, PWM converter 3a also has little effect of disturbance.

[0042] However, when the inductance between AC power supply 5 and PWM converter 3a is small, by the voltage variation of AC power supply 5, alternating current may be influenced and may result

in an overcurrent.

[0043] The purpose of this invention is to offer the control unit of the converter which can make high stability of the armature-voltage control to AC-power-supply voltage variation.

[0044]

[Means for Solving the Problem] In order to attain the above-mentioned purpose, in invention of claim 1 An armature-voltage control means to carry out feedback control of the direct current circuit electrical potential difference of the thyristor converter which carries out rectification of the AC-power-supply electrical potential difference to direct current voltage, and supplies direct current power to a load, and to output the output current command of a thyristor converter, The current control means which carries out feedback control of the output direct current of a thyristor converter, and outputs the output voltage command of a thyristor converter, In the control unit of the thyristor converter constituted by having a phase control means to control the thyristor ignition phase angle of a thyristor converter so that the output voltage average value of a thyristor converter is proportional to the output voltage command of a thyristor converter It has an alternating-voltage detection means to detect an AC-power-supply electrical potential difference, and an amplitude operation means to calculate the signal proportional to the amplitude of the alternating voltage detected by the alternating-voltage detection means. He is trying to amend the output voltage command of a thyristor converter by doing the division of the output voltage command of the thyristor converter which is the output of a current control means by the AC-power-supply voltage swing which is the output of an amplitude operation means.

[0045] Therefore, in the control device of the converter of invention of claim 1, the effect of AC-power-supply voltage variation can be eased in the control device of the thyristor converter which has a current control means in a minor loop by detecting an AC-power-supply electrical potential difference, calculating the signal proportional to that amplitude, and amending the output voltage command of a thyristor converter by doing the division of the output voltage command of a thyristor converter by this AC-power-supply voltage swing.

[0046] Moreover, an armature-voltage control means to carry out feedback control of the direct current circuit electrical potential difference of the thyristor converter which carries out rectification of the AC-power-supply electrical potential difference to direct current voltage, and supplies direct current power to a load in invention of claim 2, and to output the output voltage command of a thyristor converter, In the control unit of the thyristor converter constituted by having a phase control means to control the thyristor ignition phase angle of a thyristor converter so that the output voltage average value of a thyristor converter is proportional to the output voltage command of a thyristor converter It has an alternating-voltage detection means to detect an AC-power-supply electrical potential difference, and an amplitude operation means to calculate the signal proportional to the amplitude of the alternating voltage detected by the alternating-voltage detection means. He is trying to amend the output voltage command of a thyristor converter by doing the division of the output voltage command of the thyristor converter which is the output of an armature-voltage control means by the AC-power-supply voltage swing which is the output of an amplitude operation means.

[0047] Therefore, in the control device of the converter of invention of claim 2, the effect of AC-power-supply voltage variation can be eased in the control device of the thyristor converter which does not have a current control means in a minor loop by detecting an AC-power-supply electrical potential difference, calculating the signal proportional to that amplitude, and amending the output voltage command of a thyristor converter by doing the division of the output voltage command of a thyristor converter by this AC-power-supply voltage swing.

[0048] Furthermore, the electrical-potential-difference reference circuit which defines the electrical-potential-difference criteria of the direct current circuit of the thyristor converter which carries out rectification of the AC-power-supply electrical potential difference to direct current voltage, and supplies direct current power to a load in invention of claim 3, In the control unit of the thyristor converter constituted by having a phase control means to control the thyristor ignition phase angle of a thyristor converter so that the output voltage average value of a thyristor converter is proportional to electrical-potential-difference criteria He has an alternating-voltage detection means to detect an AC-power-supply electrical potential difference, and an amplitude operation means to calculate the signal proportional to the amplitude of the alternating voltage detected by the alternating-voltage

detection means, and is trying to amend electrical-potential-difference criteria by doing the division of the electrical-potential-difference criteria by the AC-power-supply voltage swing which is the output of an amplitude operation means.

[0049] Therefore, in the control device of the open-loop thyristor converter which considers the given electrical-potential-difference criteria as the output voltage command of a thyristor converter in the control device of the converter of invention of claim 3, the effect of AC-power-supply voltage variation can be eased by detecting an AC-power-supply electrical potential difference, calculating the signal proportional to that amplitude, and amending electrical-potential-difference criteria by doing the division of the electrical-potential-difference criteria given by this AC-power-supply voltage swing.

[0050] An armature-voltage control means to carry out feedback control of the direct current circuit electrical potential difference of the thyristor converter which carries out rectification of the AC-power-supply electrical potential difference to direct current voltage, and supplies direct current power to a load by invention of claim 4 on the other hand, and to output the output current command of a thyristor converter, The current control means which carries out feedback control of the output direct current of a thyristor converter, and outputs the output voltage command of a thyristor converter, In the control unit of the thyristor converter constituted by having a phase control means to control the thyristor ignition phase angle of a thyristor converter so that the output voltage average value of a thyristor converter is proportional to the output voltage command of a thyristor converter An alternating-voltage detection means to detect an AC-power-supply electrical potential difference, and an amplitude operation means to calculate the signal proportional to the amplitude of the alternating voltage detected by the alternating-voltage detection means, It has an inverse number operation means to ask for the inverse number of the output of an amplitude operation means, and the high-pass filter which calculates the amount proportional to time amount change of the output of an inverse number operation means. He is trying to amend the output voltage command of a thyristor converter by making only the amount which carried out the multiplication of the output of a high-pass filter to the output voltage command of the thyristor converter which is the output of a current control means increase.

[0051] Therefore, it sets to the control unit of the converter of invention of claim 4. In the control unit of the thyristor converter which has a current control means in a minor loop Detect an AC-power-supply electrical potential difference, calculate the signal proportional to that amplitude, and it asks for the inverse number of this AC-power-supply voltage swing. The effect of AC-power-supply voltage variation can be eased by calculating the amount proportional to that time amount change, and amending the output voltage command of a thyristor converter by making only the amount which carried out the multiplication of this amount increase to the output voltage command of a thyristor converter.

[0052] Moreover, an armature-voltage control means to carry out feedback control of the direct current circuit electrical potential difference of the thyristor converter which carries out rectification of the AC-power-supply electrical potential difference to direct current voltage, and supplies direct current power to a load in invention of claim 5, and to output the output voltage command of a thyristor converter, In the control unit of the thyristor converter constituted by having a phase control means to control the thyristor ignition phase angle of a thyristor converter so that the output voltage average value of a thyristor converter is proportional to the output voltage command of a thyristor converter An alternating-voltage detection means to detect an AC-power-supply electrical potential difference, and an amplitude operation means to calculate the signal proportional to the amplitude of the alternating voltage detected by the alternating-voltage detection means, It has an inverse number operation means to ask for the inverse number of the output of an amplitude operation means, and the high-pass filter which calculates the amount proportional to time amount change of the output of an inverse number operation means. He is trying to amend the output voltage command of a thyristor converter by making only the amount which carried out the multiplication of the output of a high-pass filter to the output voltage command of the thyristor converter which is the output of a current control means increase.

[0053] Therefore, it sets to the control unit of the converter of invention of claim 5. In the control unit of the thyristor converter which does not have a current control means in a minor loop Detect an

AC-power-supply electrical potential difference, calculate the signal proportional to that amplitude, and it asks for the inverse number of this AC-power-supply voltage swing. The effect of AC-power-supply voltage variation can be eased by calculating the amount proportional to that time amount change, and amending the output voltage command of a thyristor converter by making only the amount which carried out the multiplication of this amount increase to the output voltage command value of a thyristor converter.

[0054] Furthermore, an armature-voltage control means to carry out feedback control of the direct current circuit electrical potential difference of the thyristor converter which carries out rectification of the AC-power-supply electrical potential difference to direct current voltage, and supplies direct current power to a load in invention of claim 6, and to output the output current command of a converter, The current control means which carries out feedback control of the output direct current of a converter, and outputs the output voltage command of a converter, In the control unit of the thyristor converter which consists of a phase control means to control the thyristor ignition phase angle of a converter so that the output voltage average value of a thyristor converter is proportional to an output voltage command An alternating-voltage detection means to detect an AC-power-supply electrical potential difference, and an amplitude operation means to calculate the signal proportional to the amplitude of the alternating voltage detected by the alternating-voltage detection means, By having the high-pass filter which calculates the amount proportional to time amount change of the alternating-voltage amplitude which is the output of an amplitude operation means, and subtracting the output of a high-pass filter from the output voltage command of the thyristor converter which is the output of an armature-voltage control means He is trying to amend the output voltage command of a thyristor converter.

[0055] Therefore, it sets to the control unit of the converter of invention of claim 6. In the control unit of the thyristor converter which has a current control means in a minor loop Detect an AC-power-supply electrical potential difference, calculate the signal proportional to that amplitude, and the amount proportional to time amount change of this AC-power-supply voltage swing is calculated. By amending the output voltage command of a thyristor converter, the effect of AC-power-supply voltage variation can be eased by subtracting this amount from the output voltage command of a thyristor converter.

[0056] An armature-voltage control means to carry out feedback control of the direct current circuit electrical potential difference of the thyristor converter which carries out rectification of the AC-power-supply electrical potential difference to direct current voltage, and supplies direct current power to a load by invention of claim 7 further again, and to output the output voltage command of a thyristor converter, In the control unit of the thyristor converter constituted by having a phase control means to control the thyristor ignition phase angle of a thyristor converter so that the output voltage average value of a thyristor converter is proportional to the output voltage command of a thyristor converter An alternating-voltage detection means to detect an AC-power-supply electrical potential difference, and an amplitude operation means to calculate the signal proportional to the amplitude of the alternating voltage detected by the alternating-voltage detection means, By having the high-pass filter which calculates the amount proportional to time amount change of the alternating-voltage amplitude which is the output of an amplitude operation means, and subtracting the output of a high-pass filter from the output voltage command of the thyristor converter which is the output of an armature-voltage control means He is trying to amend the output voltage command of a thyristor converter.

[0057] Therefore, it sets to the control unit of the converter of invention of claim 7. In the control unit of the thyristor converter which does not have a current control means in a minor loop Detect an AC-power-supply electrical potential difference, calculate the signal proportional to that amplitude, and the amount proportional to time amount change of this alternating-voltage amplitude is calculated. By amending the output voltage command of a thyristor converter, the effect of AC-power-supply voltage variation can be eased by subtracting this amount from the output voltage command value of a thyristor converter.

[0058] In addition, as for especially the above-mentioned amplitude operation means, it is desirable to constitute from a low pass filter for controlling the ripple of the output signal of 2 phase-number-conversion means to change the alternating voltage detected by the alternating-voltage detection

means into the diphasic signal which intersects perpendicularly, a square addition means to carry out the square of the diphasic signal which is the output of 2 phase-number-conversion means, respectively, and to add it, a square root operation means to ask for the square root of the output of a square addition means, and a square root operation means, as having indicated to claim 8.

[0059] The above-mentioned amplitude operation means Moreover, for example, an average electrical-potential-difference operation means to ask claim 9 for the instant average of the alternating voltage detected by the alternating-voltage detection means as indicated, A subtraction means to subtract the instant average which is the output of an average electrical-potential-difference operation means from the alternating voltage detected by the alternating-voltage detection means, respectively, Two phase-number conversion means to change the output of a subtraction means into the diphasic signal which intersects perpendicularly, and a square addition means to carry out the square of the diphasic signal which is the output of 2 phase-number conversion means, respectively, and to add it, It is desirable to constitute from a square root operation means to ask for the square root of the output of a square addition means, and a low pass filter for controlling the ripple of the output signal of a square root operation means.

[0060] Furthermore, as indicated to claim 10, as for the above-mentioned amplitude operation means, it is desirable to constitute from a full-wave-rectification means which considers alternating voltage detected by the alternating-voltage detection means as an input, and carries out full wave rectification, and a low pass filter for controlling the ripple of the output signal of a full-wave-rectification means.

[0061] Here, as indicated to claim 11, as for especially the above-mentioned low pass filter, it is desirable to calculate and output the moving average of an input signal.

[0062] An armature-voltage control means to carry out feedback control of the direct current circuit electrical potential difference of the pulse-width-modulation (PWM) converter which carries out rectification of the AC-power-supply electrical potential difference to direct current voltage, and supplies direct current power to a load, and to, output the active current command of alternating current on the other hand in order to attain the above-mentioned purpose, A reactive current criteria means to define the reactive current command of the alternating current of an PWM converter, the alternating-voltage command of an PWM converter is decided that the inphase component and orthogonal component to supply voltage of alternating current of an PWM converter follow an active current command and a reactive current command, respectively -- with effective and a reactive current control means In the control unit of the PWM converter constituted by having the PWM control means which carries out PWM control of the PWM converter so that the alternating-voltage average value of an PWM converter may be proportional to an alternating-voltage command He has an alternating-voltage detection means to detect each phase voltage of AC power supply, and is trying to superimpose the signal proportional to the alternating voltage detected by the alternating-voltage detection means in invention of claim 12 on effective and the alternating-voltage command of each phase which is the output of a reactive current control means.

[0063] Therefore, in the control device of the converter of invention of claim 12, the effect of AC-power-supply voltage variation can be eased in the control device of an PWM converter with a current control loop by detecting each phase voltage of AC power supply, and superimposing the signal proportional to it on the alternating-voltage command of each phase.

[0064] Moreover, he has an alternating-voltage detection means detect each phase voltage of AC power supply, and a coordinate-transformation means change the alternating voltage detected by the alternating-voltage detection means into a component in phase to a criteria phase, and the component which intersects perpendicularly, and is trying to superimpose the signal which is proportional to an alternating-voltage orthogonal component again at an active-voltage command about the signal proportional to the alternating-voltage inphase component which is the output of a coordinate-transformation means on a reactive-voltage command in invention of claim 13, respectively.

[0065] Therefore, it sets to the control unit of the converter of invention of claim 13. In the control unit of effective as a result, and the PWM converter which obtains a reactive voltage command which changed alternating current into the criteria phase, the component in phase, and the component that intersects perpendicularly, and carried out current control Detect each phase voltage of AC power supply, and it is changed into an inphase component and an orthogonal component

with a criteria phase. The effect of AC-power-supply voltage variation can be eased by superimposing the signal which is proportional to an alternating-voltage orthogonal component about the signal proportional to this alternating-voltage inphase component again at an active voltage command on a reactive voltage command, respectively.

[0066] Furthermore, he has an alternating-voltage detection means to detect each phase voltage of AC power supply, and a coordinate transformation means to ask for an inphase component with a criteria phase from the alternating voltage detected by the alternating-voltage detection means, and is trying to superimpose the signal proportional to the alternating-voltage inphase component which is the output of a coordinate transformation means on an active voltage command in invention of claim 14.

[0067] Therefore, it sets to the control unit of the converter of invention of claim 14. In the control unit of effective as a result, and the PWM converter which obtains a reactive voltage command which changed alternating current into the criteria phase, the component in phase, and the component that intersects perpendicularly, and carried out current control The effect of AC-power-supply voltage variation can be eased by detecting each phase voltage of AC power supply, and asking for an inphase component with a criteria phase, and superimposing the signal proportional to this alternating-voltage inphase component on an active voltage command.

[0068] Moreover, an alternating-voltage detection means to detect each phase voltage of AC power supply in invention of claim 15, A coordinate transformation means to change the alternating voltage detected by the alternating-voltage detection means into a component in phase to a criteria phase, and the component which intersects perpendicularly, It has the high-pass filter which calculates the amount proportional to time amount change of the alternating-voltage inphase component which is the output of a coordinate transformation means, and an orthogonal component, respectively. He superimposes the amount of alternating-voltage inphase component fluctuation which is the output of a high-pass filter on an active voltage command, and is trying to superimpose the amount of alternating-voltage orthogonal component fluctuation on a reactive voltage command, respectively.

[0069] Therefore, it sets to the control unit of the converter of invention of claim 15. In the control unit of effective as a result, and the PWM converter which obtains a reactive voltage command which changed alternating current into the criteria phase, the component in phase, and the component that intersects perpendicularly, and carried out current control Detect each phase voltage of AC power supply, and it is changed into an inphase component and an orthogonal component with a criteria phase. The effect of AC-power-supply voltage variation can be eased by calculating the amount proportional to time amount change of this alternating-voltage inphase component and an orthogonal component furthermore, respectively, superimposing this amount of alternating-voltage inphase component fluctuation on an active voltage command, and superimposing the amount of alternating-voltage orthogonal component fluctuation on a reactive voltage command, respectively.

[0070] Furthermore, he has the high-pass filter which calculates the amount which is proportional to time-amount change of the alternating-voltage inphase component which is the output of an alternating-voltage detection means detect each phase voltage of AC power supply, a coordinate-transformation means ask for an inphase component with a criteria phase from the alternating voltage detected by the alternating-voltage detection means, and a coordinate-transformation means in invention of claim 16, and he is trying to superimpose the amount of alternating-voltage inphase component fluctuation which is the output of a high-pass filter on an active-voltage command.

[0071] Therefore, it sets to the control unit of the converter of invention of claim 16. In the control unit of effective as a result, and the PWM converter which obtains a reactive voltage command which changed alternating current into the criteria phase, the component in phase, and the component that intersects perpendicularly, and carried out current control The effect of AC-power-supply voltage variation can be eased by detecting each phase voltage of AC power supply, and asking for an inphase component with a criteria phase, calculating the amount proportional to time amount change of this alternating-voltage inphase component, and superimposing this amount of alternating-voltage inphase component fluctuation on an active voltage command.

[0072] By the above, stability of the armature-voltage control to AC-power-supply voltage variation can be made high.

[0073]

[Embodiment of the Invention] Hereafter, the gestalt of operation of this invention is explained to a detail with reference to a drawing.

[0074] (Gestalt of the 1st operation) Drawing 1 is the circuit diagram showing the example of a configuration of the control unit of the thyristor converter by the gestalt of this operation, it gives the same sign to the same part as drawing 19, omits the explanation, and describes only a part different here.

[0075] That is, the control unit of the thyristor converter of the gestalt of this operation is considering the alternating-voltage detector 15, the amplitude computing element 20, and the divider 21 as the configuration added to drawing 19 R> 9, as shown in drawing 1.

[0076] The alternating-voltage detector 15 detects the input alternating voltage of the thyristor converter 3, i.e., the electrical potential difference of AC power supply 5.

[0077] The amplitude computing element 20 calculates the signal proportional to the amplitude of the alternating voltage detected by the alternating-voltage detector 15.

[0078] A divider 21 is doing the division of the output voltage command of the thyristor converter which is the output of a current limiter 13 by the AC-power-supply voltage swing which is the output of the amplitude computing element 20, and amends the output voltage command of a thyristor converter.

[0079] Next, an operation of the control unit of the thyristor converter of the gestalt of this operation constituted as mentioned above is explained.

[0080] In drawing 1, the output S_{ac} of the amplitude computing element 20 shall be expressed using a proportionality coefficient K_{ac} like a degree type.

[0081]

$$S_{ac} = K_{ac} \cdot V_{ac} \quad \text{-- (4)}$$

When there is no fluctuation of five AC power supply by choosing the proportionality coefficient K_{ac} of the above-mentioned formula at a steady state so that the output S_{ac} of the amplitude computing element 20 may be set to 1 at the time of rated supply voltage, the output S_{ac} given to a divider 21 is 1, and serves as the completely same control function as the case of the former of drawing 19 mentioned above.

[0082] However, when AC power supply 5 is changed, the output S_{ac} of the amplitude computing element 20 stops being 1, and it is output V_c * of a current limiter 14. Output voltage command V_{cc} * of the thyristor converter 3 which was broken by the output S_{ac} of the amplitude computing element 20, and was amended It becomes like a degree type.

[0083]

$$V_{cc}^* = V_c^* / S_{ac} = V_c^* / (K_{ac} V_{ac}) \quad \text{-- (5)}$$

Output voltage command V_{cc} * of the thyristor converter 3 of the above-mentioned formula If it uses and the phase control machine 14 determines α like (2) types, it is the output voltage average V_c of the thyristor converter 3 so that clearly [substituting for (1) type]. It is output V_c * of a current limiter 14 like a degree type. It comes to be proportional.

[0084]

$$V_c = V_{cc} \cos \alpha = V_{ac} V_c^* / (K_{ac} V_{ac}) = V_c^* / K_{ac} \quad \text{-- (6)}$$

As mentioned above, even if it changes the electrical potential difference of AC power supply 5 in the control device of the thyristor converter of the gestalt of this operation, it is the output voltage average V_c of the thyristor converter 3. Output V_c * of a current limiter 14 Since it can be made to be proportional, it becomes possible to realize the control device of the thyristor converter which is not influenced of the voltage variation of AC power supply 5.

[0085] Thereby, the direct current voltage V_{dc} of a smoothing capacitor 4 can be controlled also by the time of the voltage variation of AC power supply 5 to stability, and the always stabilized power can be supplied to the inverter 1 and motor 2 which are a load.

[0086] as an example with the effective gestalt of this operation, the nuclear reactor coolant recirculation-pump variable frequency power unit (Reactor -- it is called ASD for short below Internal pump Adjustable Speed Drive) which is a driving gear of the nuclear reactor coolant recirculation pump (it is called RIP for short below Reactor Internal Pump) of a boiling water reactor is mentioned.

[0087] RIP is a pump made to circulate through the coolant in a reactor, and since it has the function

which controls the output of a reactor by the operating speed, ASD which is a driving source is required to supply the power stabilized as much as possible to RIP.

[0088] The power source of ASD is three-phase-circuit AC power supply, and it can be referred to as very meaningful on employment of a nuclear power plant to be influenced of network agitation, since the voltage variation resulting from the bus-bar change in an electric power plant etc. and the electric power plant itself are naturally connected with the network, to adopt the gestalt of this operation in the armature-voltage control circuit of ASD, and to control the disturbance of the armature-voltage control circuit by line voltage variation.

[0089] (Gestalt of the 2nd operation) Drawing 2 is the circuit diagram showing the example of a configuration of the control unit of the thyristor converter by the gestalt of this operation, it gives the same sign to the same part as drawing 1, omits the explanation, and describes only a part different here.

[0090] That is, the control unit of the thyristor converter of the gestalt of this operation is considered as the configuration which omitted the current control loop which consists of the current detector 11, a comparator 12, and a current limiter 13 to the configuration of said drawing 1, as shown in drawing 2.

[0091] That is, in the armature-voltage control of a thyristor converter, phase control may be performed with the output of the armature-voltage control machine 10, without performing current control, and drawing 2 is the configuration applied to the case where current control is not performed.

[0092] And he is trying to input into the phase control machine 14 the result of having done the division of the output voltage command of the thyristor converter which is the output of the armature-voltage control machine 10 with the divider 21 by the AC-power-supply voltage swing which is the output of the amplitude computing element 20 which calculates the signal proportional to the amplitude of the alternating voltage detected by the electrical-potential-difference detector 15, as an output voltage command of the amended thyristor converter with the gestalt of this operation.

[0093] Next, an operation of the control unit of the thyristor converter of the gestalt of this operation constituted as mentioned above is explained.

[0094] In drawing 2, when the electrical potential difference of AC power supply 5 is changed by doing the division of the output voltage command of the thyristor converter which is the output of the armature-voltage control machine 10 by the AC-power-supply voltage swing which is the output of the amplitude computing element 20, the input of the phase control machine 14 is amended according to the source effect.

[0095] That is, even if the output of the armature-voltage control machine 10 is the same magnitude, if the electrical potential difference of AC power supply 5 falls, the input of the phase control machine 14 will become large, and if the electrical potential difference of AC power supply 5 rises, the input of the phase control machine 14 will become small. And as this result, even if a source effect occurs, the output voltage average of the thyristor converter 3 can be proportioned in the output of the armature-voltage control machine 10.

[0096] As mentioned above, since the output voltage average of the thyristor converter 3 can be proportioned in the output of the armature-voltage control machine 10 even if it changes the electrical potential difference of AC power supply 5, with the control device of the thyristor converter of the gestalt of this operation, it becomes possible to realize the control device of the thyristor converter which is not influenced of the voltage variation of AC power supply 5.

[0097] Thereby, the direct current voltage of a smoothing capacitor 4 can be controlled also by the time of the voltage variation of AC power supply 5 to stability, and the always stabilized power can be supplied to the inverter 1 and motor 2 which are a load.

[0098] (Gestalt of the 3rd operation) Drawing 3 is the circuit diagram showing the example of a configuration of the control unit of the thyristor converter by the gestalt of this operation, it gives the same sign to the same part as drawing 2, omits the explanation, and describes only a part different here.

[0099] That is, the control unit of the thyristor converter of the gestalt of this operation is considered as the configuration which omitted the armature-voltage control loop formation which consists of the electrical-potential-difference detector 8, a comparator 9, and an armature-voltage control machine

10 to the configuration of said drawing 2 , as shown in drawing 3 .

[0100] That is, even if it does not constitute an armature-voltage control loop formation so that clearly from the aforementioned (1) - (3) type explaining the principle of a thyristor converter, the output voltage of a thyristor converter is controllable.

[0101] And he is trying to input into the phase control machine 14 the result of having carried out division process of the electrical-potential-difference criteria which are the output of the electrical-potential-difference reference circuit 7 with the divider 21 by the AC-power-supply voltage swing which is the output of the amplitude computing element 20 which calculates the signal proportional to the amplitude of the alternating voltage detected by the electrical-potential-difference detector 15, as amended electrical-potential-difference criteria with the gestalt of this operation.

[0102] Next, an operation of the control unit of the thyristor converter of the gestalt of this operation constituted as mentioned above is explained.

[0103] In drawing 3 , when the electrical potential difference of AC power supply 5 is changed by doing the division of the electrical-potential-difference criteria which are the output of the electrical-potential-difference reference circuit 7 by the AC-power-supply voltage swing which is the output of the amplitude computing element 20, the input of the phase control machine 14 is amended according to the source effect.

[0104] That is, even if the output of the electrical-potential-difference reference circuit 7 is the same magnitude, if the electrical potential difference of AC power supply 5 falls, the input of the phase control machine 14 will become large, and if the electrical potential difference of AC power supply 5 rises, the input of the phase control machine 14 will become small. And as this result, even if a source effect occurs, the output voltage average of the thyristor converter 3 can be mostly proportioned in the output of the electrical-potential-difference reference circuit 7.

[0105] As mentioned above, since the output voltage average of the thyristor converter 3 can be mostly proportioned in the output of the electrical-potential-difference reference circuit 7 even if it changes the electrical potential difference of AC power supply 5, with the control device of the thyristor converter of the gestalt of this operation, it becomes possible to realize the control device of the thyristor converter which is not influenced of the voltage variation of AC power supply 5.

[0106] Thereby, the direct current voltage of a smoothing capacitor 4 can be controlled also by the time of the voltage variation of AC power supply 5 to stability, and the always stabilized power can be supplied to the inverter 1 and motor 2 which are a load.

[0107] (Gestalt of the 4th operation) Drawing 4 is the circuit diagram showing the example of a configuration of the control unit of the thyristor converter by the gestalt of this operation, it gives the same sign to the same part as drawing 1 , omits the explanation, and describes only a part different here.

[0108] That is, as shown in drawing 4 , to the configuration of said drawing 1 , the control unit of the thyristor converter of the gestalt of this operation adds the inverse number computing element 22, a high-pass filter 23, and an adder 24, replaces them with a divider 21 further, and is considered as the configuration equipped with the multiplier 25.

[0109] The inverse number computing element 22 calculates the inverse number of the output of the amplitude computing element 20.

[0110] A high-pass filter 23 extracts a component with the big amount (rate of change of the inverse number) proportional to time amount change of the output of the inverse number computing element 22.

[0111] An adder 24 adds 1 to the output of a high-pass filter 23.

[0112] He is trying for a multiplier 25 to input into the phase control machine 14 the result of having carried out the multiplication of the output of an adder 24 to the output voltage command of the thyristor converter which is the output of a current limiter 13, as an output voltage command of the amended thyristor converter.

[0113] In addition, a high-pass filter 23 is realizable by the inexact differential of the property which combined the derivative element and the primary delay filter etc.

[0114] Next, an operation of the control unit of the thyristor converter of the gestalt of this operation constituted as mentioned above is explained.

[0115] In drawing 4 , since a high-pass filter 23 outputs only a changed part of an input, when there

is no voltage variation of AC power supply 5, an output is 0.

[0116] At this time, the output of an adder 24 is 1, the output of a multiplier 25 is the same as the output of a current limiter 13, and a multiplier 25 does not carry out an operation of what, either.

[0117] On the other hand, when the amplitude of the electrical potential difference of AC power supply 5 has sudden fluctuation, the inverse number operation of the output of the amplitude computing element 20 is carried out with the inverse number computing element 22, and a part for the change is outputted from a high-pass filter 23.

[0118] Consequently, the output voltage command of the thyristor converter which the output of an adder 24 stops being 1, and is the input of the phase control machine 14 is amended.

[0119] For example, when the amplitude of the electrical potential difference of AC power supply 5 rises suddenly, the output of the inverse number computing element 22 becomes small, and the output of a high-pass filter 23 changes to negative.

[0120] Therefore, the output of an adder 24 becomes one or less, and the output voltage command of the thyristor converter which is the input of the phase control machine 14 is amended in the direction which becomes small. And the rise of the output voltage of the thyristor converter 3 by the rise of the electrical potential difference of AC power supply 5 can be controlled, and direct current voltage can be controlled by making small the output voltage command of the thyristor converter which is the input of the phase control machine 14 to stability.

[0121] Here, it is the input of K_c and the phase control machine 14 about the output of $V_c *$ and a high-pass filter 23 in the output voltage command of the thyristor converter which is the output of a current limiter 14 $V_{cc} *$ Input $V_{cc} *$ of the phase control machine 14 in the gestalt of this operation if it carries out It becomes like a degree type.

[0122] As $V_{cc} * = (1 + K_c)$ and $V_c * ****$ of were done, since the rise of the output voltage of the thyristor converter 3 can be controlled even if it changes the electrical potential difference of AC power supply 5, with the control device of the thyristor converter of the gestalt of this operation, it becomes possible to realize the control device of the thyristor converter which is not influenced of the voltage variation of AC power supply 5.

[0123] Thereby, the direct current voltage of a smoothing capacitor 4 can be controlled also by the time of the voltage variation of AC power supply 5 to stability, and the always stabilized power can be supplied to the inverter 1 and motor 2 which are a load.

[0124] That is, although the output voltage command of the thyristor converter which is the input of the phase control machine 14 is amended in proportion to the amount of fluctuation of the electrical potential difference of AC power supply 5 with the gestalt of the 1st shown in said drawing 1 and drawing 2, and the 2nd operation, since feedback control of the electrical potential difference is carried out also to the gestalt of each operation, fluctuation of a late change is amended by the armature-voltage control machine 10. Therefore, the purpose of this invention can be attained by amending only a part for rapid fluctuation of the electrical potential difference of AC power supply 5.

[0125] (Modification of the gestalt of the 4th operation) Drawing 5 is the circuit diagram showing the example of a configuration of the control unit of the thyristor converter by the gestalt of this operation, it gives the same sign to the same part as drawing 4, omits the explanation, and describes only a part different here.

[0126] That is, as shown in drawing 5, to the configuration of said drawing 4, the control unit of the thyristor converter of the gestalt of this operation omits an adder 24, replaces it with this adder 24, and is considered as the configuration equipped with the adder 26.

[0127] A multiplier 25 carries out the multiplication of the output voltage command of the thyristor converter which is the output of a current limiter 13, and the output of a high-pass filter 23.

[0128] He is trying for an adder 26 to input into the phase control machine 14 the result of having added the output of a multiplier 25 to the output voltage command of the thyristor converter which is the output of a current limiter 13, as an output voltage command of the amended thyristor converter.

[0129] Next, also in the control device of the thyristor converter of the gestalt of this operation constituted as mentioned above, it acts like the control device of the thyristor converter of the gestalt of the 2nd operation shown in said drawing 4 $R > 4$.

[0130] Namely, input $V_{cc} *$ of the phase control machine 14 in the gestalt of this operation if the

input of Kc and the phase control machine 14 is made [the output voltage command of the thyristor converter which is the output of a current limiter 14] into V_{cc}^* for the output of V_c^* and a high-pass filter 23 It is clear that it is the same as the formula in the gestalt of the 2nd operation which became like a degree type and was shown in said drawing 4 .

[0131] As $V_{cc}^* = V_c^* + K_c$ and $V_c^* \cdot \text{****}$ of were done, it is possible to acquire the same effectiveness as the case of the gestalt of the 2nd operation shown in said drawing 4 also with the control unit of the thyristor converter of the gestalt of this operation.

[0132] (Gestalt of the 5th operation) Drawing 6 is the circuit diagram showing the example of a configuration of the control unit of the thyristor converter by the gestalt of this operation, it gives the same sign to the same part as drawing 2 and drawing 4 , omits the explanation, and describes only a part different here.

[0133] Namely, the control unit of the thyristor converter of the gestalt of this operation Like [as shown in drawing 6] the case of the gestalt of the 2nd operation shown in said drawing 2 The inverse number computing element 22 which is shown in the control unit of a thyristor converter without a current limiter 13 at drawing 4 and which asks for the inverse number from the output of the amplitude computing element 20 like the case of the gestalt of the 4th operation, The high-pass filter 23 with which a component with the big amount (rate of change of the inverse number) proportional to time amount change of the output of the inverse number computing element 22 is extracted (early change), To the output voltage command of the thyristor converter which is the output of the adder 24 which adds 1 to the output of a high-pass filter 23, and the armature-voltage control machine 10 He has the multiplier 25 which carries out the multiplication of the output of an adder 24, and is trying to input the output of this multiplier 25 into the phase control machine 14 as an output voltage command of the amended thyristor converter.

[0134] Next, an operation of the control unit of the thyristor converter of the gestalt of this operation constituted as mentioned above is explained.

[0135] In drawing 6 , when the amplitude of the electrical potential difference of AC power supply 5 has sudden fluctuation, the inverse number operation of the output of the amplitude computing element 20 is carried out with the inverse number computing element 22, and a part for the change is outputted from a high-pass filter 23.

[0136] Consequently, the output of an adder 24 stops being 1, and the output voltage command of the thyristor converter which is the input of the phase control machine 14 is amended like the case of said drawing 4 and drawing 5 .

[0137] As mentioned above, since the rise of the output voltage of the thyristor converter 3 can be controlled even if it changes the electrical potential difference of AC power supply 5, with the control device of the thyristor converter of the gestalt of this operation, it becomes possible to realize the control device of the thyristor converter which is not influenced of the voltage variation of AC power supply 5.

[0138] Thereby, the direct current voltage of a smoothing capacitor 4 can be controlled also by the time of the voltage variation of AC power supply 5 to stability, and the always stabilized power can be supplied to the inverter 1 and motor 2 which are a load.

[0139] That is, the purpose of this invention can be attained by amending only a part for rapid fluctuation of the electrical potential difference of AC power supply 5.

[0140] (Gestalt of the 6th operation) Drawing 7 is the circuit diagram showing the example of a configuration of the control unit of the thyristor converter by the gestalt of this operation, it gives the same sign to the same part as drawing 4 , omits the explanation, and describes only a part different here.

[0141] Namely, the control unit of the thyristor converter of the gestalt of this operation The high-pass filter 23 which carries out the configuration of said drawing 4 to a easier configuration, and extracts the amount (a part for amplitude fluctuation of the electrical potential difference of AC power supply 5) proportional to time amount change of the alternating-voltage amplitude which is the output of the amplitude computing element 20 as shown in drawing 7 , From the output voltage command of the thyristor converter which is the output of a current limiter 13, he has the subtractor 27 which subtracts the output of a high-pass filter 23, and is trying to input the output of this subtractor 27 into the phase control machine 14 as an output voltage command of the amended

thyristor converter.

[0142] Next, an operation of the control unit of the thyristor converter of the gestalt of this operation constituted as mentioned above is explained.

[0143] In drawing 7, when the amplitude of the electrical potential difference of AC power supply 5 has fluctuation, the output voltage command of the thyristor converter which is the input of the phase control machine 14 is amended according to a source effect.

[0144] For example, a rise of the electrical potential difference of AC power supply 5 just changes the output of a high-pass filter 23 from 0.

[0145] Therefore, the output of a subtractor 27 serves as a signal also with a small twist till then, and the output voltage command of the thyristor converter which is the input of the phase control machine 14 is amended in the direction which becomes small.

[0146] That is, if the electrical potential difference of AC power supply 5 rises, the output voltage command of the thyristor converter which is the input of the phase control machine 14 becomes small, and can remove the effect of a source effect.

[0147] As mentioned above, since the rise of the output voltage of the thyristor converter 3 can be controlled even if it changes the electrical potential difference of AC power supply 5, with the control device of the thyristor converter of the gestalt of this operation, it becomes possible to realize the control device of the thyristor converter which is not influenced of the voltage variation of AC power supply 5.

[0148] Thereby, the direct current voltage of a smoothing capacitor 4 can be controlled also by the time of the voltage variation of AC power supply 5 to stability, and the always stabilized power can be supplied to the inverter 1 and motor 2 which are a load.

[0149] (Gestalt of the 7th operation) Drawing 8 is the circuit diagram showing the example of a configuration of the control unit of the thyristor converter by the gestalt of this operation, it gives the same sign to the same part as drawing 6, omits the explanation, and describes only a part different here.

[0150] Namely, the control unit of the thyristor converter of the gestalt of this operation The high-pass filter 23 which carries out the configuration of said drawing 6 to a easier configuration, and extracts the amount (a part for amplitude fluctuation of the electrical potential difference of AC power supply 5) proportional to time amount change of the alternating-voltage amplitude which is the output of the amplitude computing element 20 as shown in drawing 8, From the output voltage command of the thyristor converter which is the output of the armature-voltage control machine 10, he has the subtractor 27 which subtracts the output of a high-pass filter 23, and is trying to input the output of this subtractor 27 into the phase control machine 14 as an output voltage command of the amended thyristor converter.

[0151] Next, an operation of the control unit of the thyristor converter of the gestalt of this operation constituted as mentioned above is explained.

[0152] In drawing 8, when the amplitude of the electrical potential difference of AC power supply 5 has fluctuation, the output voltage command of the thyristor converter which is the input of the phase control machine 14 is amended according to a source effect.

[0153] For example, a rise of the electrical potential difference of AC power supply 5 just changes the output of a high-pass filter 23 from 0.

[0154] Therefore, the output of a subtractor 27 serves as a signal also with a small twist till then, and the output voltage command of the thyristor converter which is the input of the phase control machine 14 is amended in the direction which becomes small.

[0155] That is, if the electrical potential difference of AC power supply 5 rises, the output voltage command of the thyristor converter which is the input of the phase control machine 14 becomes small, and can remove the effect of a source effect.

[0156] As mentioned above, since the rise of the output voltage of the thyristor converter 3 can be controlled even if it changes the electrical potential difference of AC power supply 5, with the control device of the thyristor converter of the gestalt of this operation, it becomes possible to realize the control device of the thyristor converter which is not influenced of the voltage variation of AC power supply 5.

[0157] Thereby, the direct current voltage of a smoothing capacitor 4 can be controlled also by the

time of the voltage variation of AC power supply 5 to stability, and the always stabilized power can be supplied to the inverter 1 and motor 2 which are a load.

[0158] (Gestalt of the 8th operation) Drawing 9 is the block diagram showing an example of said 1st [the] thru/or the amplitude computing element 20 in the control unit of the thyristor converter by the gestalt of the 7th operation.

[0159] Namely, the amplitude computing element 20 of the gestalt of this operation 2 phase converter 201 which changes the three-phase-circuit AC-power-supply electrical potential differences VRS, VST, and VTR detected by the alternating-voltage detector 15 into the diphas signals X and Y which intersect perpendicularly as shown in drawing 9 , The square adder 202 which carries out the square of the diphas signals X and Y which are the outputs of 2 phase converter 201, respectively, and adds them, It constitutes from a square root computing element 203 which asks for the square root of the output of the square adder 202, and a low pass filter 204 which carries out smooth [of the output signal of the square root computing element 203] in order to remove the ripple, and outputs the amplitude signal Sac.

[0160] Next, an operation of the amplitude computing element 20 of the gestalt of this operation constituted as mentioned above is explained.

[0161] In drawing 9 , a three-phase-circuit AC-power-supply electrical potential difference is changed into the diphas signal which intersects perpendicularly by 2 phase converter 201, and the amplitude of a three-phase-circuit AC-power-supply electrical potential difference calculates it with the square adder 202 and the square root computing element 203.

[0162] On the other hand, as for the three-phase-circuit AC-power-supply electrical potential difference detected by the alternating-voltage detector 15, the distorted component is contained in many cases for the commutation surge etc. And in such a case, a ripple component is contained also in the supply voltage amplitude which is the output of the square root computing element 203. Therefore, with a low pass filter 204, such a ripple component is reduced and the amplitude signal Sac with few ripple components is outputted.

[0163] As mentioned above, it becomes possible by using the amplitude computing element 20 of the gestalt of this operation to make easy implementation of the control unit of said 1st [the] thru/or the thyristor converter by the gestalt of the 7th operation.

[0164] Consequently, the control unit of the thyristor converter which is not influenced by the electrical potential difference of AC power supply 5 of fluctuation can be obtained.

[0165] (Gestalt of the 9th operation) Drawing 10 is the block diagram showing other examples of said 1st [the] thru/or the amplitude computing element 20 in the control unit of the thyristor converter by the gestalt of the 7th operation, it gives the same sign to the same part as drawing 9 , omits the explanation, and describes only a part different here.

[0166] That is, the amplitude computing element 20 of the gestalt of this operation is considered as the configuration which added the average electrical-potential-difference computing element 205 and three subtractors 206a-206c to the amplitude computing element 20 of drawing 9 , as shown in drawing 10 .

[0167] The average electrical-potential-difference computing element 205 calculates the instant average of the three-phase-circuit AC-power-supply electrical potential differences VRS, VST, and VTR detected by the alternating-voltage detector 15.

[0168] Subtractors 206a-206c subtract the instant average $(VRS+VST+VTR) / 3$ calculated with the average electrical-potential-difference computing element 205 from VRS, VST, and VTR which were detected by the alternating-voltage detector 15, and he is trying to input the output signal of these subtractors 206a-206c into 2 phase converter 201.

[0169] Next, an operation of the amplitude computing element 20 of the gestalt of this operation constituted as mentioned above is explained.

[0170] In drawing 10 , if the three-phase-circuit AC-power-supply electrical potential difference has balanced, the sum $(VRS+VST+VTR)$ of a three-phase-circuit AC-power-supply electrical potential difference will be 0, and will serve as the same operation as the case of said drawing 9 .

[0171] On the other hand, when a three-phase-circuit AC-power-supply electrical potential difference is in an imbalance condition, a ripple component comes to be contained in the amplitude which the sum $(VRS+VST+VTR)$ of a three-phase-circuit AC-power-supply electrical potential

difference stops being 0, and was calculated for imbalance.

[0172] In this case, although a certain amount of ripple component is removable with a low pass filter 204, if the time constant of a low pass filter 204 is enlarged in order to enlarge the ripple removal effectiveness more, the delay of amplitude detection becomes large and will be in the condition which is not desirable.

[0173] Therefore, the instant average electrical potential difference $(VRS+VST+VTR) / 3$ which are the output of the average electrical-potential-difference computing element 205 are imbalance components, and a part for the imbalance of a three-phase-circuit AC-power-supply electrical potential difference can be reduced by removing this imbalance component with three subtractors 206a-206c.

[0174] It becomes possible to acquire the small amplitude signal of a ripple, without enlarging the time constant of a low pass filter 204, even when a detection electrical potential difference is in a three-phase-circuit imbalance condition by using the amplitude computing element 20 of the gestalt of this operation, as mentioned above.

[0175] Therefore, it becomes possible by using the amplitude computing element 20 of the gestalt of this operation to make easy implementation of the control unit of said 1st [the] thru/or the thyristor converter by the gestalt of the 7th operation.

[0176] Consequently, the control unit of the thyristor converter which is not influenced by the electrical potential difference of AC power supply 5 of fluctuation can be obtained.

[0177] (Gestalt of the 10th operation) Drawing 11 is the block diagram showing other examples of said 1st [the] thru/or the amplitude computing element 20 in the control unit of the thyristor converter by the gestalt of the 7th operation.

[0178] That is, the amplitude computing element 20 of the gestalt of this operation consists of a full wave rectifier 207 which considers as an input the three-phase-circuit AC-power-supply electrical potential differences VRS, VST, and VTR detected by the alternating-voltage detector 15, and carries out full wave rectification, and a low pass filter 204 which carries out smooth [of the output signal of a full wave rectifier 207] in order to remove the ripple, and outputs the amplitude signal Sac , as shown in drawing 11.

[0179] Here, the full wave rectifier 207 consists of three absolute value computing elements 207a-207c and 207d of highest selection machines.

[0180] That is, the signal which carried out full wave rectification of the three-phase-circuit AC-power-supply electrical potential difference as an output of a full wave rectifier 207 is acquired by changing into absolute value $|VRS|$, $|VST|$, and $|VTR|$ the three-phase-circuit AC-power-supply electrical potential differences VRS, VST, and VTR detected by the alternating-voltage detector 15, respectively with three absolute value computing elements 207a-207c, and carrying out the selection output of the maximum of the absolute value with 207vessels of highest selection machines.

[0181] Next, an operation of the amplitude computing element 20 of the gestalt of this operation constituted as mentioned above is explained.

[0182] In drawing 9, since the wave-like signal which carried out full wave rectification of the three-phase-circuit AC-power-supply electrical potential difference is outputted from a full wave rectifier 207, the signal proportional to the amplitude of the electrical potential difference of AC power supply 5 can be acquired.

[0183] Moreover, although a ripple component 6 times the frequency of AC-power-supply 5 frequency is contained in a full-wave-rectification wave, a ripple component can be reduced with a low pass filter 204. Thus, the amplitude of the electrical potential difference of AC power supply 5 is detectable with the amplitude computing element 20 of the gestalt of this operation.

[0184] As mentioned above, it becomes possible by using the amplitude computing element 20 of the gestalt of this operation to detect simply the amplitude of the electrical potential difference of AC power supply 5.

[0185] Therefore, it becomes possible by using the amplitude computing element 20 of the gestalt of this operation to make easy implementation of the control unit of said 1st [the] thru/or the thyristor converter by the gestalt of the 7th operation.

[0186] Consequently, the control unit of the thyristor converter which is not influenced by the electrical potential difference of AC power supply 5 of fluctuation can be obtained.

[0187] (Gestalt of the 11th operation) Drawing 12 is the block diagram showing other examples of said 1st [the] thru/or the amplitude computing element 20 in the control unit of the thyristor converter by the gestalt of the 7th operation, it gives the same sign to the same part as drawing 9 , omits the explanation, and describes only a part different here.

[0188] That is, the amplitude computing element 20 of the gestalt of this operation constitutes the low pass filter 204 in the amplitude computing element 20 of drawing 9 using the moving-average computing element 208, as shown in drawing 12 .

[0189] The moving-average computing element 208 is a kind of low pass filter which calculates and outputs the average of the input signal in past fixed time amount.

[0190] Next, an operation of the amplitude computing element 20 of the gestalt of this operation constituted as mentioned above is explained.

[0191] In addition, the explanation is omitted about an operation of the same part as drawing 9 , and only an operation of a part different here is described.

[0192] In drawing 12 , when three-phase-circuit imbalance is in AC power supply 5, as mentioned above, the ripple component of 2 double frequency of AC-power-supply 5 frequency is contained in the amplitude detecting signal S_{ac} . In this case, by choosing the moving-average time amount in the moving-average computing element 208 at the half period of AC power supply 5, a ripple component can be removed completely and a part for the imbalance of the electrical potential difference of AC power supply 5 can be lost.

[0193] As mentioned above, it becomes possible by using the moving-average computing element 208 of the gestalt of this operation for ripple removal for the amplitude computing element 20 to acquire the amplitude signal which does not have a ripple as an output of the amplitude computing element 20.

[0194] Therefore, it becomes possible by using the amplitude computing element 20 of the gestalt of this operation to make easy implementation of the control unit of said 1st [the] thru/or the thyristor converter by the gestalt of the 7th operation.

[0195] Consequently, the control unit of the thyristor converter which is not influenced by the electrical potential difference of AC power supply 5 of fluctuation can be obtained.

[0196] (Gestalt of the 12th operation) Drawing 13 is the circuit diagram showing the example of a configuration of the control unit of the PWM converter by the gestalt of this operation, it gives the same sign to the same part as drawing 20 , omits the explanation, and describes only a part different here.

[0197] That is, the control unit of the PWM converter of the gestalt of this operation is considered as the configuration which added three adders 28R, 28S, and 28T to drawing 20 , as shown in drawing 13 .

[0198] that is, effective and alternating-voltage command nu_R^* of three-phase-circuit each phase which is the output of the reactive current controller 18, nu_S^* , and nu_T^* Each phase voltage e_R of AC power supply 5 detected by the alternating-voltage detector 15, e_S , and e_T Alternating-voltage command nu_{RC}^* of each phase which was overlapped with Adders 28R, 28S, and 28T, respectively, and was amended, nu_{SC}^* , and nu_{TC}^* He is trying to ask.

[0199] And alternating-voltage command nu_{RC}^* of each of this amended phase, nu_{SC}^* , and nu_{TC}^* It inputs into the PWM control circuit 19, and he carries out pulse width modulation, and is trying to control PWM inverter 3a.

[0200] Next, an operation of the control unit of the PWM converter of the gestalt of this operation constituted as mentioned above is explained.

[0201] The alternating voltage of PWM converter 3a is input nu_{RC}^* of the PWM control circuit 19, nu_{SC}^* , and nu_{TC}^* . It is proportional mostly. And the magnitude of alternating current is decided by impressing the difference electrical potential difference of the alternating voltage of PWM converter 3a, and the electrical potential difference of AC power supply 5 to power-source filter 6a.

[0202] Therefore, if fluctuation of the electrical potential difference of AC power supply 5 serves as disturbance and the electrical potential difference of AC power supply 5 is changed, alternating current will be disturbed with the configuration of conventional drawing 20 mentioned above.

[0203] In the configuration of this point and the gestalt of this operation, it acts so that the effect of this disturbance may be removed.

[0204] namely, the signal e_R which is proportional to each phase voltage of AC power supply 5 detected by the alternating-voltage detector 15 in drawing 13 even if it changed the electrical potential difference of AC power supply 5, e_S , and e_T Alternating-voltage command nu_{RC}^* of each phase superimposed with Adders 28R, 28S, and 28T, nu_{SC}^* , and nu_{TC}^* Since pulse width modulation is carried out, the alternating voltage of PWM converter 3a is also changed a changed part of the electrical potential difference of AC power supply 5.

[0205] Consequently, since change is not produced on the difference electrical potential difference of the alternating voltage of PWM converter 3a, and the electrical potential difference of AC power supply 5, the phenomenon in which alternating current is disturbed by fluctuation of the electrical potential difference of AC power supply 5 does not happen.

[0206] As mentioned above, since change is not produced on the difference electrical potential difference of the alternating voltage of PWM converter 3a, and the electrical potential difference of AC power supply 5 even if it changes the electrical potential difference of AC power supply 5, with the control device of the PWM converter of the gestalt of this operation, it becomes possible to realize the control device of the PWM converter which is not influenced of the voltage variation of AC power supply 5.

[0207] Thereby, the direct current voltage of a smoothing capacitor 4 can be controlled also by the time of the voltage variation of AC power supply 5 to stability, and the always stabilized power can be supplied to the inverter 1 and motor 2 which are a load.

[0208] (Modification of the gestalt of the 12th operation) It is not effective and the thing restricted to this although the reactive current controller 18 can be used of the configuration of having been shown in drawing 21 as effective and a reactive current controller 18 in the gestalt of operation of said drawing 13 R> 3.

[0209] Namely, effective and the detection current i_R of the current command of an alternating current and an alternating current in the reactive current controller 18 of the configuration of drawing 21 , and i_T He carries out comparison magnification and is trying to control by the amount of alternating currents.

[0210] On the other hand, recently the amount of detection is changed into the amount of direct currents of the active current and the reactive current, and they are effective and reactive current command i_P^* , and i_Q^* . Control in the amount of direct currents which carries out comparison magnification is performed in many cases. And such even case, this invention can be applied similarly, and the effectiveness does not change.

[0211] Drawing 14 describes only effective and a part which is the circuit diagram showing the example of a configuration of the reactive current controller 18, gives the same sign to the same part as drawing 21 , omits the explanation, and is different here in the case of performing current control in the amount of direct currents.

[0212] In drawing 14 , the coordinate transformation machine 185 is the configuration of the common knowledge which changes the amount of alternating currents into the amount of direct currents, and changes an AC signal into a rectangular diphasic signal from a three-phase-circuit signal, for example, is changed into the amount of direct currents with four multipliers, adders, and subtractors still like the case of drawing 22 .

[0213] Namely, the alternating current i_R detected by the current detectors 11R and 11T and i_T They are the electrical potential difference of AC power supply 5, and the component i_P in phase by the coordinate transformation machine 185. And component i_Q which intersects perpendicularly It changes. It is active current command i_P^* , respectively. And reactive current command i_Q^* Comparators 182R and 182T compare, and it amplifies with current limiters 183R and 183T, and is active voltage command nu_P^* . And reactive voltage command nu_Q^* It obtains.

[0214] Moreover, this validity, reactive voltage command nu_P^* , and nu_Q^* They are alternating-voltage command nu_R^* of R phase and T phase, and nu_T^* by the coordinate transformation machine 181 of the same configuration as the case of drawing 22 . It changes. Furthermore, they are alternating-voltage command nu_R^* of this R phase and T phase, and nu_T^* . It adds, after inverting with the reversal adder 184, and it is alternating-voltage command nu_S^* of an S phase. It obtains.

[0215] Like the gestalt of this operation shown in drawing 14 , since a controlled variable can be made to follow a command value, without being influenced of the frequency characteristics of an

automatic control loop, the method which changes alternating current into the amount of direct currents, and carries out current control is often used.

[0216] Therefore, effective and the reactive current controller 18 of the thing [effective and / the reactive current controller 18] of the method in the gestalt of the 12th operation which is shown in drawing 13 and which changes alternating current into the amount of direct currents, and carries out current control as shown in drawing 14 are clear.

[0217] (Gestalt of the 13th operation) Drawing 15 is the circuit diagram showing the example of a configuration of the control unit of the PWM converter by the gestalt of this operation, it gives the same sign to the same part as drawing 13 and drawing 14 , omits the explanation, and describes only a part different here.

[0218] That is, the control unit of the PWM converter of the gestalt of this operation is an example at the time of [effective and at the time of applying to what has the reactive current controller 18] the method which changes into the amount of direct currents the alternating current shown in drawing 14 , and carries out current control, as shown in drawing 15 .

[0219] In addition, by drawing 15 , illustration of the main circuit section is omitted and only the control unit section is shown.

[0220] each phase voltage e_R of R phase and T phase detected by the alternating-voltage detector 15 in drawing 15 , and e_T They are the amount e_P of direct currents, and e_Q by the coordinate transformation machine 186. Active voltage command nu_P^* which it changes and is the output of current limiters 183R and 183T, and reactive voltage command nu_Q^* It adds with Adders 187R and 187T, respectively. Amended validity and reactive voltage command nu_{PC}^* and nu_{QC}^* It asks and they are amount of alternating currents nu_{RC}^* , and nu_{TC}^* by the coordinate transformation machine 181. It changes and they are these amount of alternating currents nu_{RC}^* , and nu_{TC}^* further. It adds with the reversal adder 184 and is amount of alternating currents nu_{SC}^* . He is trying to obtain.

[0221] Next, an operation of the control unit of the PWM converter of the gestalt of this operation constituted as mentioned above is explained.

[0222] In addition, the explanation is omitted about an operation of the same part as drawing 13 , and only an operation of a part different here is described.

[0223] With the gestalt of operation shown in drawing 13 , to the electrical-potential-difference command of an alternating current being overlapped on the phase voltage signal of an alternating current, a phase voltage signal is changed into the amount of direct currents, and the electrical-potential-difference command of the amount of direct currents is overlapped on it by the gestalt of this operation shown in drawing 15 .

[0224] That is, with the gestalt of this operation shown in the gestalt and drawing 15 $R > 5$ of the operation shown in drawing 13 , there is only a difference between the amount of alternating currents or the amount of direct currents, and the depressor effect of the alternating current fluctuation by the voltage variation of AC power supply 5 does not change.

[0225] As mentioned above, since change is not produced on the difference electrical potential difference of the alternating voltage of PWM converter 3a, and the electrical potential difference of AC power supply 5 even if it changes the electrical potential difference of AC power supply 5, with the control device of the PWM converter of the gestalt of this operation, it becomes possible to realize the control device of the PWM converter which is not influenced of the voltage variation of AC power supply 5.

[0226] Thereby, the direct current voltage of a smoothing capacitor 4 can be controlled also by the time of the voltage variation of AC power supply 5 to stability, and the always stabilized power can be supplied to the inverter 1 and motor 2 which are a load.

[0227] (Gestalt of the 14th operation) Drawing 16 is the circuit diagram showing the example of a configuration of the control unit of the PWM converter by the gestalt of this operation, it gives the same sign to the same part as drawing 15 , omits the explanation, and describes only a part different here.

[0228] The control unit of the PWM converter of the gestalt of this operation is considered as the configuration which omitted adder 187T from the configuration of drawing 15 , as shown in drawing 16 .

[0229] namely, active principle e_P of the supply voltage of R phase detected by the alternating-

voltage detector 15 with the gestalt of operation shown in drawing 15 , and T phase And wattless component eQ The validity and reactive voltage command nuP * which are the output of current limiters 183R and 183T, and nuQ * With the gestalt of this operation shown in drawing 16 , to superimposing Active principle eP of the supply voltage of R phase detected by the alternating-voltage detector 15, and T phase Active voltage command nuP * which is the output of current limiter 183R He is trying to superimpose.

[0230] Next, an operation of the control unit of the PWM converter of the gestalt of this operation constituted as mentioned above is explained.

[0231] In addition, the explanation is omitted about an operation of the same part as drawing 15 , and only an operation of a part different here is described.

[0232] drawing 16 -- setting -- power-source synchronizing signals SP and SQ for coordinate transformation The detecting signal eR of the electrical potential difference of AC power supply 5, eS, and eT from -- it is made. And in order to perform noise rejection included in a detecting signal, they are the power-source synchronizing signals SP and SQ. A detecting signal eR and eT Although there is a difference of the sensibility to the voltage variation of AC power supply 5, it is the same signal fundamentally.

[0233] Therefore, at a steady state, they are a detecting signal eR and eT. Power-source synchronizing signals SP and SQ The result which carried out coordinate transformation is an active principle eP. It becomes and is a wattless component eQ. It is 0.

[0234] On the other hand, at the time of fluctuation of the electrical potential difference of AC power supply 5, it is a wattless component eQ. Although it stops being 0, many, such as amplitude fluctuation of the electrical potential difference of AC power supply 5, are active principles eP. It appears in the direction.

[0235] Therefore, it is an active principle eP like the gestalt of this operation shown in drawing 16 . Also by superimposing, the depressor effect of the alternating current fluctuation by the voltage variation of AC power supply 5 can be acquired.

[0236] As mentioned above, since change is not produced on the difference electrical potential difference of the alternating voltage of PWM converter 3a, and the electrical potential difference of AC power supply 5 even if it changes the electrical potential difference of AC power supply 5, with the control device of the PWM converter of the gestalt of this operation, the effect of the voltage variation of AC power supply 5 becomes possible [realizing the control device of few PWM converters].

[0237] Thereby, the direct current voltage of a smoothing capacitor 4 can be controlled also by the time of the voltage variation of AC power supply 5 to stability, and the always stabilized power can be supplied to the inverter 1 and motor 2 which are a load.

[0238] (Gestalt of the 15th operation) Drawing 17 is the circuit diagram showing the example of a configuration of the control unit of the PWM converter by the gestalt of this operation, it gives the same sign to the same part as drawing 15 , omits the explanation, and describes only a part different here.

[0239] The control unit of the PWM converter of the gestalt of this operation is considered as the configuration which added two high-pass filters 188R and 188T to the configuration of drawing 15 , as shown in drawing 17 .

[0240] Namely, active principle eP of the supply voltage of R phase detected by the alternating-voltage detector 15 which is the output of the coordinate transformation machine 186, and T phase And wattless component eQ It has inputted into Adders 187R and 187T through high-pass filters 188R and 188T.

[0241] that is, active principle eP of the supply voltage of R phase detected by the alternating-voltage detector 15 with the gestalt of operation shown in drawing 15 , and T phase And wattless component eQ The validity and reactive voltage command nuP * which are the output of current limiters 183R and 183T, and nuQ * With the gestalt of this operation shown in drawing 17 , to superimposing Active principle eP of the supply voltage of R phase detected by the alternating-voltage detector 15, and T phase And wattless component eQ High-pass filters 188R and 188T are minded. The validity and reactive voltage command nuP * which are the output of current limiters 183R and 183T, and nuQ * He is trying to superimpose.

[0242] Next, an operation of the control unit of the PWM converter of the gestalt of this operation constituted as mentioned above is explained.

[0243] In addition, the explanation is omitted about an operation of the same part as drawing 15 , and only an operation of a part different here is described.

[0244] As the gestalt of operation of the control unit of a thyristor converter also explained, that fluctuation of the electrical potential difference of AC power supply 5 has a bad influence to a control system is the case that the fluctuation velocity is quick. And compared with the speed of response of a control system, late fluctuation does not almost have the effect to a control system.

[0245] Therefore, the effect which it has on the control system of the voltage variation of AC power supply 5 is removable by superimposing only a part for quick fluctuation of the electrical potential difference of AC power supply 5 on an electrical-potential-difference command.

[0246] drawing 17 -- setting -- high-pass filters 188R and 188T -- active principle eP of the supply voltage of R phase and T phase And wattless component eQ from -- an electrical-potential-difference command is amended by a changed part of the electrical potential difference of AC power supply 5 being extracted, and electrical-potential-difference command nuP * which is the output of current limiters 183R and 183T, and nuQ * being overlapped by Adders 187R and 187T.

[0247] Thereby, the effect which it has on the control system of AC-power-supply 5 fluctuation is removable.

[0248] As mentioned above, since change is not produced on the difference electrical potential difference of the alternating voltage of PWM converter 3a, and the electrical potential difference of AC power supply 5 even if it changes the electrical potential difference of AC power supply 5, with the control device of the PWM converter of the gestalt of this operation, the effect of the voltage variation of AC power supply 5 becomes possible [realizing the control device of few PWM converters].

[0249] Thereby, the direct current voltage of a smoothing capacitor 4 can be controlled also by the time of the voltage variation of AC power supply 5 to stability, and the always stabilized power can be supplied to the inverter 1 and motor 2 which are a load.

[0250] (Gestalt of the 16th operation) Drawing 18 is the circuit diagram showing the example of a configuration of the control unit of the PWM converter by the gestalt of this operation, it gives the same sign to the same part as drawing 17 , omits the explanation, and describes only a part different here.

[0251] The control unit of the PWM converter of the gestalt of this operation is considered as the configuration which omitted adder 187T and high-pass filter 188T from the configuration of drawing 17 , as shown in drawing 18 .

[0252] Namely, active principle eP of the supply voltage of R phase detected by the alternating-voltage detector 15 with the gestalt of operation shown in drawing 17 , and T phase And wattless component eQ A changed part The validity and reactive voltage command nuP * which are the output of current limiters 183R and 183T, and nuQ * With the gestalt of this operation shown in drawing 18 R> 8, to superimposing Active principle eP of the supply voltage of R phase detected by the alternating-voltage detector 15, and T phase Active voltage command nuP * which is the output of current limiter 183R only about a changed part He is trying to superimpose.

[0253] Next, an operation of the control unit of the PWM converter of the gestalt of this operation constituted as mentioned above is explained.

[0254] In addition, the explanation is omitted about an operation of the same part as drawing 17 , and only an operation of a part different here is described.

[0255] As the gestalt of operation shown in said drawing 16 explained, many, such as amplitude fluctuation of the electrical potential difference of AC power supply 5, are active principles eP. It appears in the direction.

[0256] Therefore, it is an active principle eP like the gestalt of this operation shown in drawing 18 . Also by superimposing only a changed part, the depressor effect of the alternating current fluctuation by the voltage variation of AC power supply 5 can be acquired.

[0257] As mentioned above, since change is not produced on the difference electrical potential difference of the alternating voltage of PWM converter 3a, and the electrical potential difference of AC power supply 5 even if it changes the electrical potential difference of AC power supply 5, with

the control device of the PWM converter of the gestalt of this operation, the effect of the voltage variation of AC power supply 5 becomes possible [realizing the control device of few PWM converters].

[0258] Thereby, the direct current voltage of a smoothing capacitor 4 can be controlled also by the time of the voltage variation of AC power supply 5 to stability, and the always stabilized power can be supplied to the inverter 1 and motor 2 which are a load.

[0259] (Gestalt of other operations)

(a) Although said drawing 1 explained the example in the case of forming the electrical-potential-difference detector 15 which detects the electrical potential difference of AC power supply 5 in the secondary of a power transformer 6, it is clear like [in the case of being shown not only in this but in said drawing 20] that you may make it prepare in a primary a power transformer 6 side. Moreover, although a reactor may be inserted between the thyristor converter 3 and a smoothing capacitor 4 since smooth effectiveness is made high, this invention can be similarly applied to such a configuration. In addition, it cannot be overemphasized that these things are the same also about the case of the gestalt of operation of others [above].

[0260] (b) Although the configuration which does not perform current control like said drawing 2 also has the configuration which compensates the current which includes a load side for a responsibility improvement with superimposing on an armature-voltage control loop formation This invention can be similarly applied to such a configuration, and the same effectiveness as the above-mentioned case can be acquired by doing the division of the input of the phase control machine 14 by the AC-power-supply voltage swing which is the output of the amplitude computing element 20.

[0261] (c) Although said drawing 12 explained the example at the time of applying the moving-average computing element 208 to the amplitude computing element 20 of the configuration of drawing 9 , it is clear that it is possible to apply similarly not only this but the moving-average computing element 208 about drawing 10 and the amplitude computing element 20 of the configuration of drawing 11 .

[0262]

[Effect of the Invention] As explained above, according to the control unit of the thyristor converter of this invention, it becomes possible to realize the control unit of the thyristor converter which is not influenced of AC-power-supply voltage variation also in the time of AC-power-supply voltage variation.

[0263] Thereby, a direct current circuit electrical potential difference can be controlled also by the time of AC-power-supply voltage variation to stability, and the always stabilized power can be supplied to a load.

[0264] On the other hand, according to the control unit of the PWM converter of this invention, fluctuation of the direct current circuit electrical potential difference by fluctuation of an AC-power-supply electrical potential difference and fluctuation of alternating current can be controlled, and the always stabilized power can be supplied to a load.

[0265] Moreover, an equipment overcurrent when an AC-power-supply electrical potential difference changes suddenly etc. can be prevented, and it becomes possible to obtain the control unit of the PWM converter which can perform operation which continued without resulting in an equipment halt.

[Translation done.]

* NOTICES *

JPO and NCIPi are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

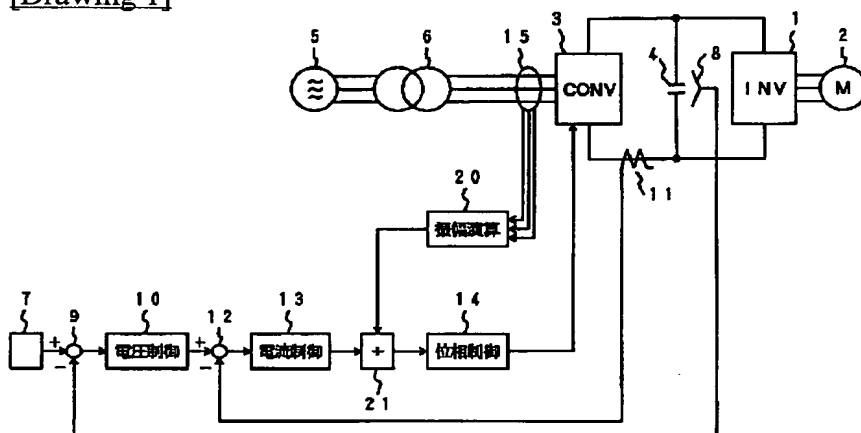
1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.

2. **** shows the word which can not be translated.

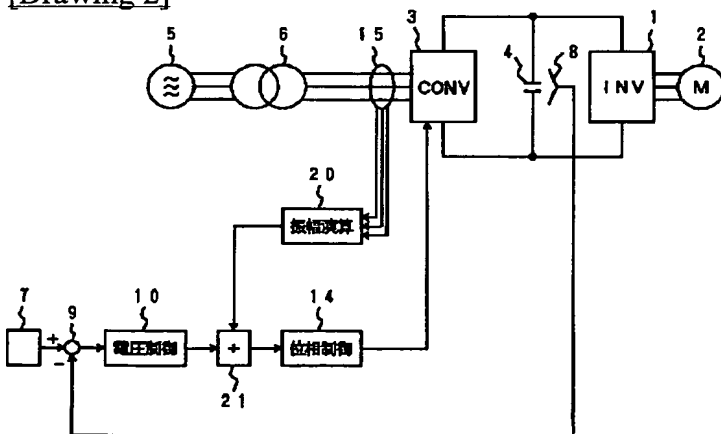
3. In the drawings, any words are not translated.

DRAWINGS

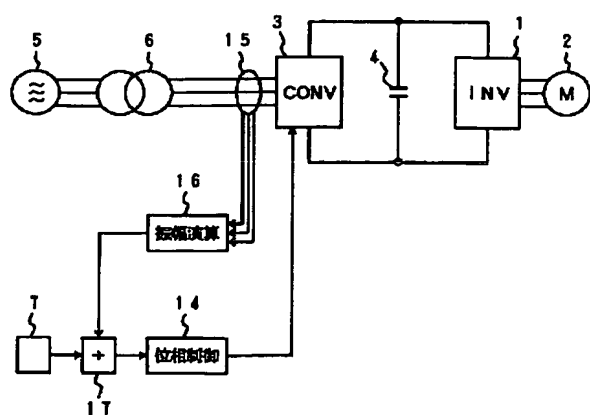
[Drawing 1]



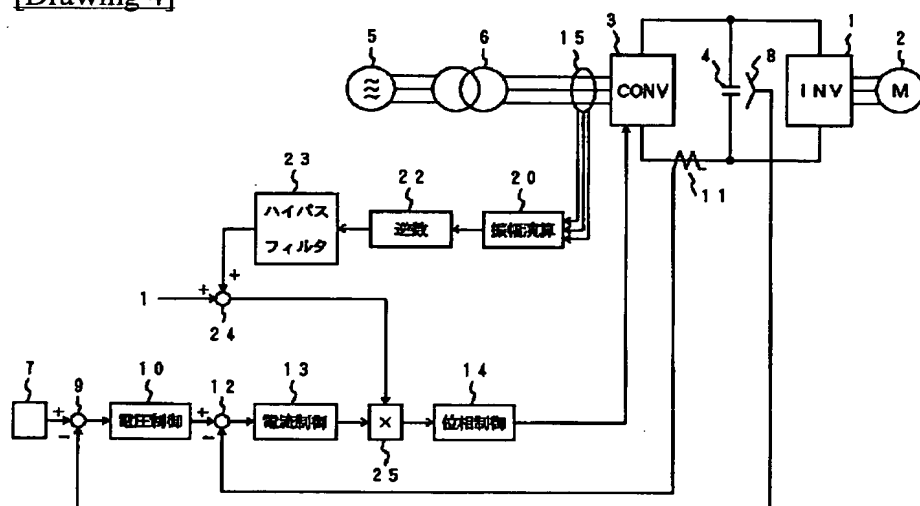
[Drawing 2]



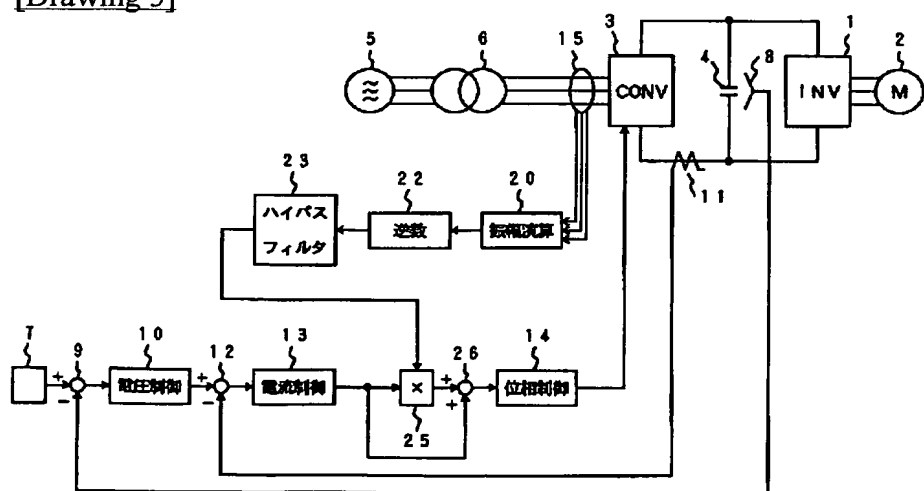
[Drawing 3]



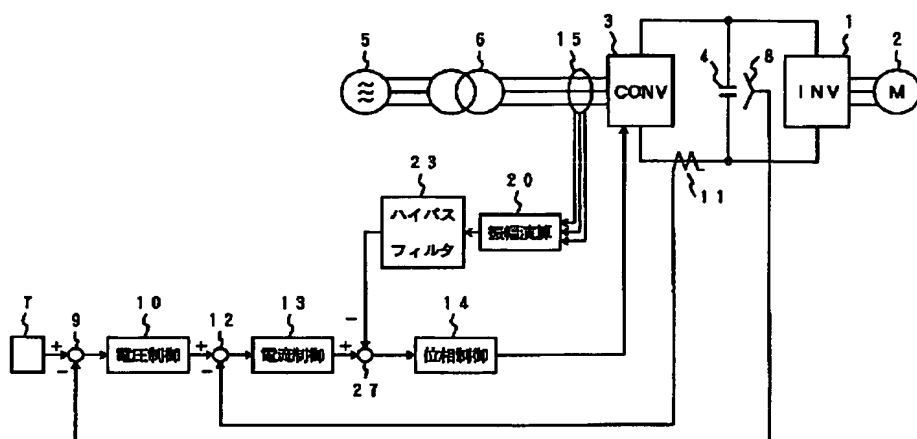
[Drawing 4]



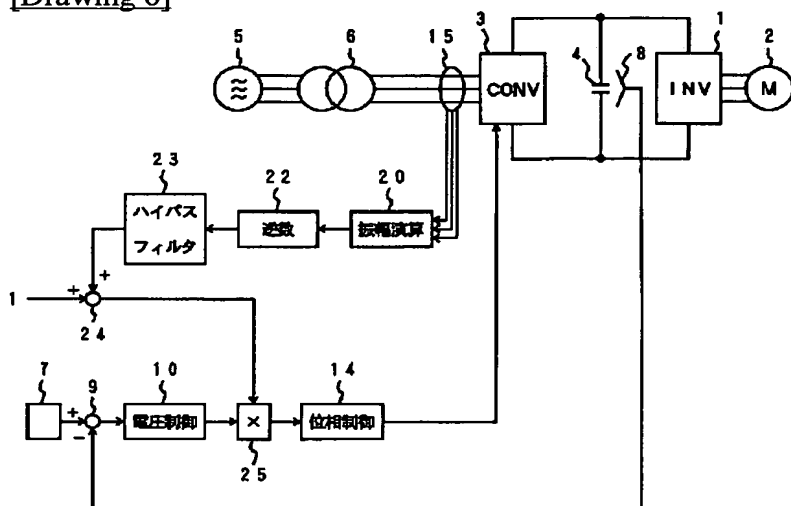
[Drawing 5]



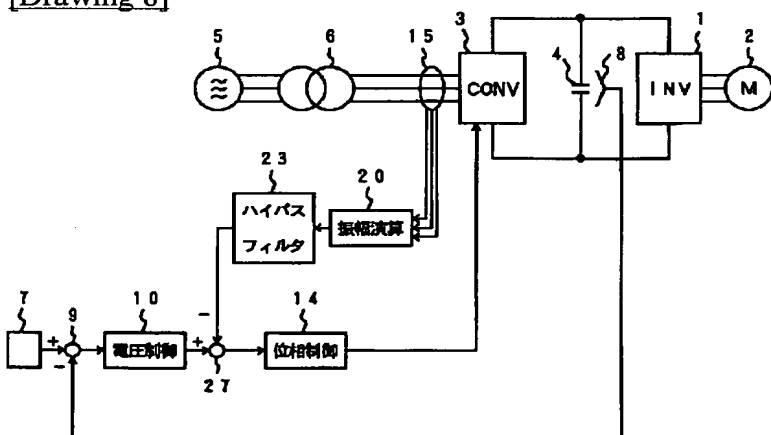
[Drawing 7]



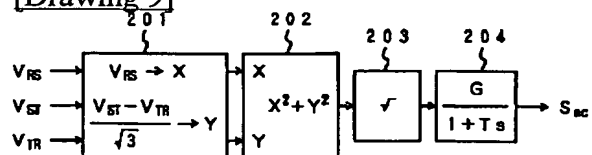
[Drawing 6]



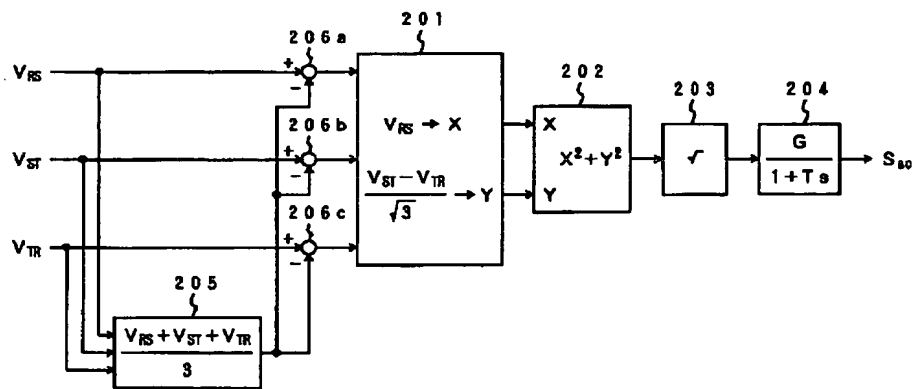
[Drawing 8]



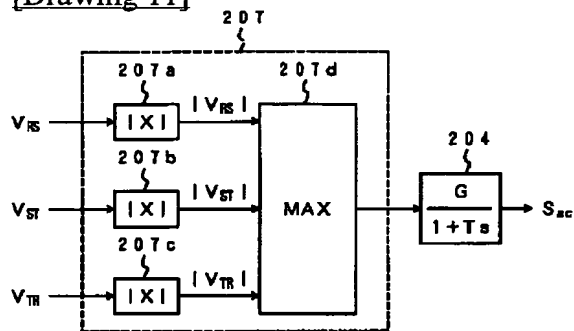
[Drawing 9]



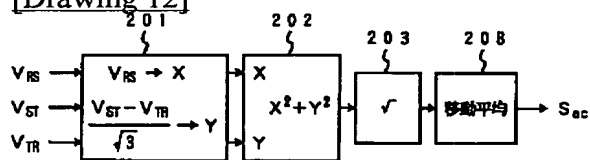
[Drawing 10]



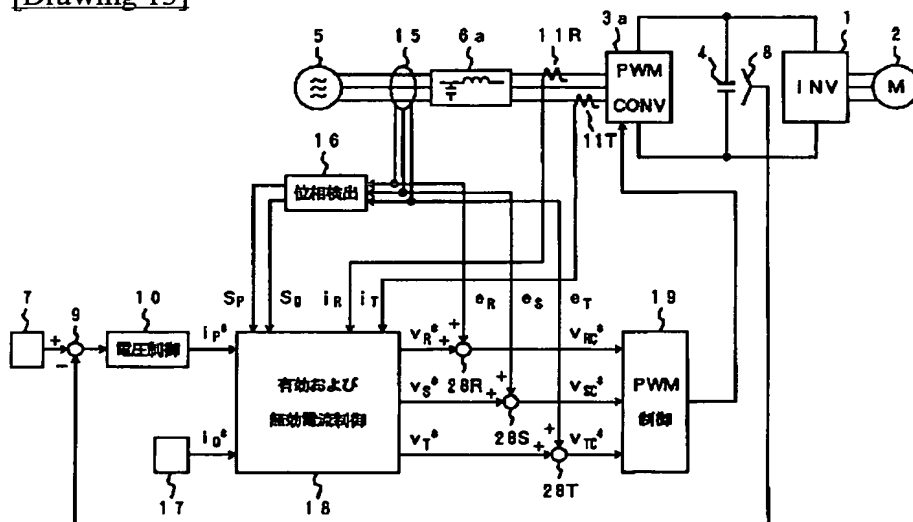
[Drawing 11]



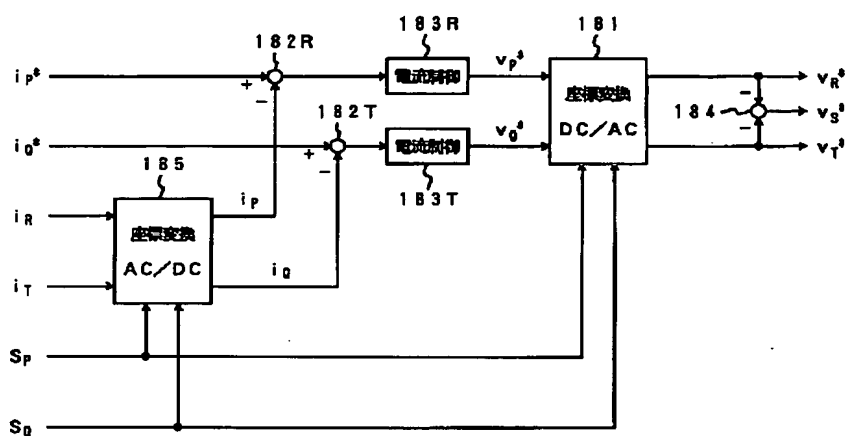
[Drawing 12]



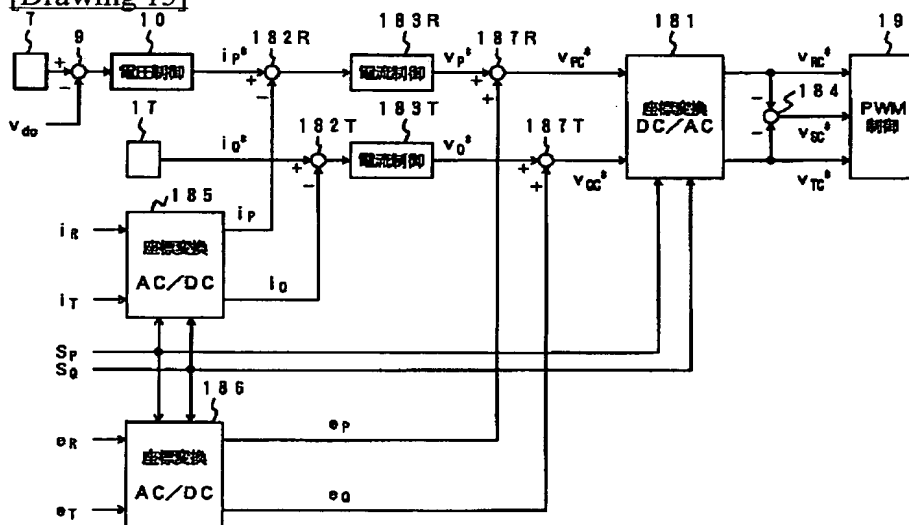
[Drawing 13]



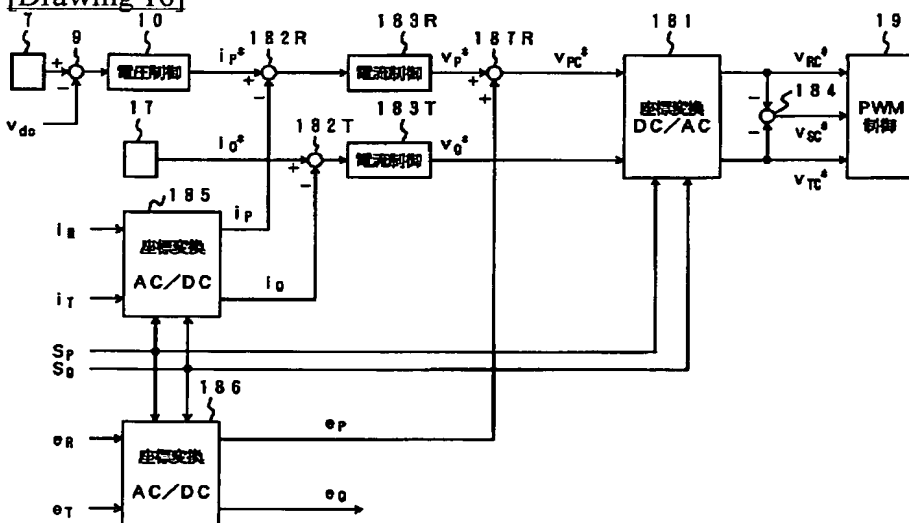
[Drawing 14]



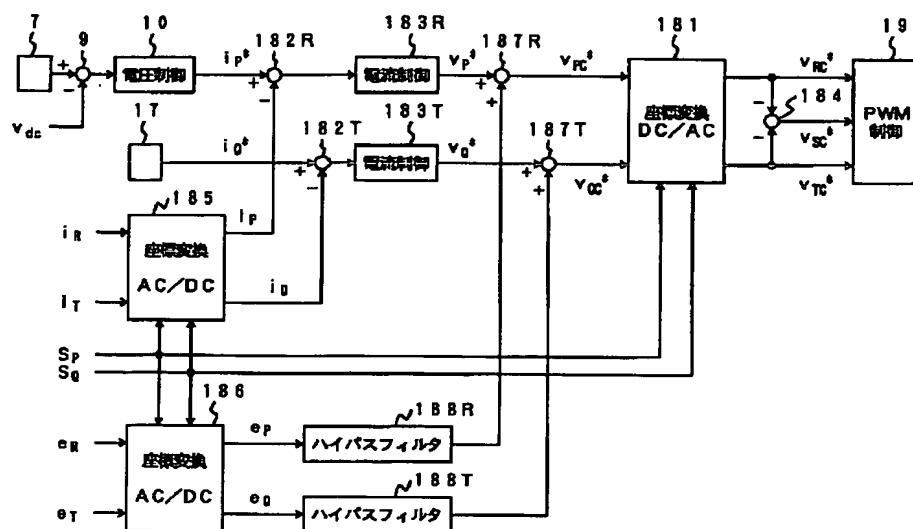
[Drawing 15]



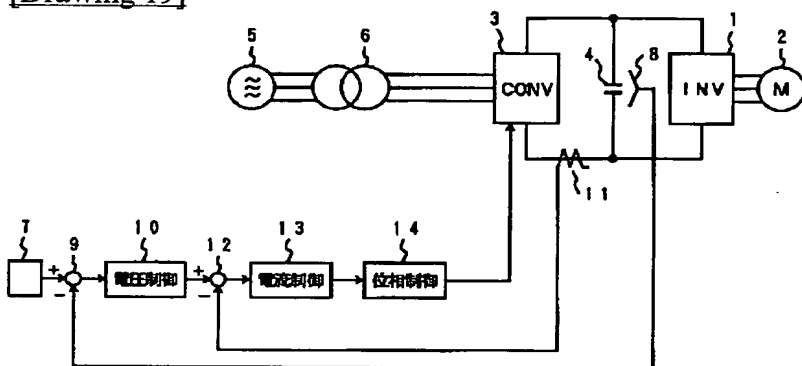
[Drawing 16]



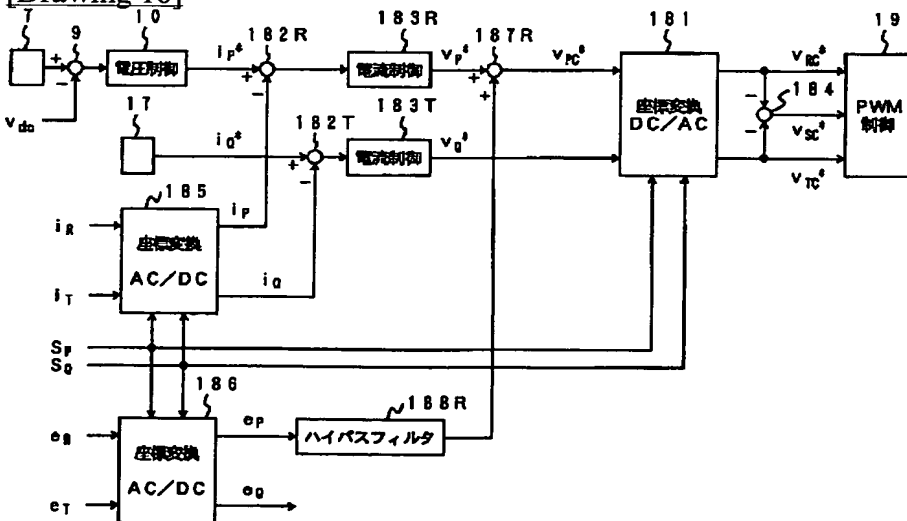
[Drawing 17]



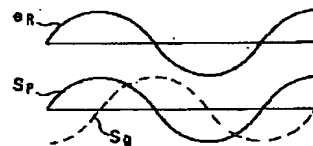
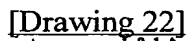
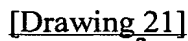
[Drawing 19]



[Drawing 18]



[Drawing 20]



(b)

[Translation done.]

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-262265

(43)Date of publication of application : 24.09.1999

(51)Int.Cl.

H02M 7/155

(21)Application number : 10-061370

(71)Applicant : TOSHIBA CORP

(22)Date of filing : 12.03.1998

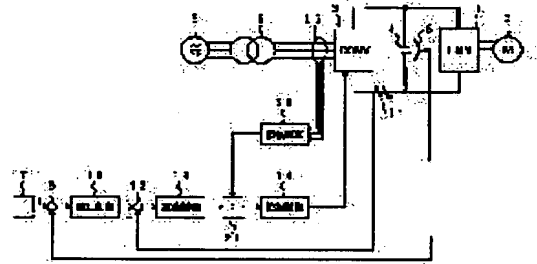
(72)Inventor : KUDO TOSHIKI
SUZUKI NATSUYA

(54) CONVERTER CONTROLLING DEVICE

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To improve the stability in voltage control for the voltage fluctuations of an AC power source.

SOLUTION: This converter controlling device is provided with a voltage controller 10, which outputs the output current command of a thyristor converter 3 by operating the feedback control of the DC circuit voltage of the thyristor converter 3, which converts the voltage of an AC power source 5 into a DC voltage for supplying a load with DC power, a current controller 13 which outputs the output voltage command of the thyristor converter 3 by operating the feedback control of the output DC current of the thyristor converter 3, a phase controller 14 which controls the thyristor ignition phase angle of the thyristor converter 3, in such a way that the output voltage average value of the thyristor converter 3 becomes proportional to its output voltage command, an AC voltage detector 15 which detects the voltage of the AC power source 5, and an amplitude computing element 20 which calculates signals proportional to the amplitude of this AC voltage. The output voltage command of the thyristor converter 3 is corrected by dividing the output voltage of the thyristor converter 3 by the voltage amplitude of the AC power source 5, the output of the amplitude computing element 20.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 28.02.2001

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3403056

[Date of registration] 28.02.2003

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平11-262265

(43) 公開日 平成11年(1999) 9月24日

(51) Int.Cl.⁶

H 0 2 M 7/155

識別記号

F I

H 0 2 M 7/155

C

審査請求 未請求 請求項の数16 O L (全 26 頁)

(21) 出願番号 特願平10-61370

(22) 出願日 平成10年(1998) 3月12日

(71) 出願人 000003078

株式会社東芝

神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

(72) 発明者 工藤 俊明

東京都府中市東芝町1番地 株式会社東芝
府中工場内

(72) 発明者 鈴木 夏矢

神奈川県横浜市磯子区新杉田町8番地 株
式会社東芝横浜事業所内

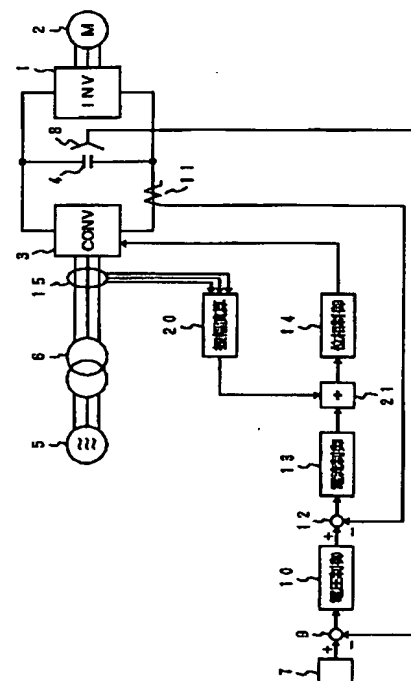
(74) 代理人 弁理士 鈴江 武彦 (外6名)

(54) 【発明の名称】 コンバータの制御装置

(57) 【要約】

【課題】 交流電源電圧変動に対する電圧制御の安定性を高くすること。

【解決手段】 交流電源5の電圧を直流電圧に順変換して負荷に直流電力を供給するサイリスタコンバータ3の直流回路電圧をフィードバック制御してサイリスタコンバータの出力電流指令を出力する電圧制御器10と、サイリスタコンバータ3の出力直流電流をフィードバック制御してサイリスタコンバータの出力電圧指令を出力する電流制御器13と、サイリスタコンバータの出力電圧指令にサイリスタコンバータ3の出力電圧平均値が比例するようにサイリスタコンバータ3のサイリスタ点弧位相角を制御する位相制御器14と、交流電源5の電圧を検出する交流電圧検出器15と、この交流電圧の振幅に比例した信号を演算する振幅演算器20とを備え、サイリスタコンバータの出力電圧指令を振幅演算器20の出力である交流電源電圧振幅で除算することでサイリスタコンバータの出力電圧指令を補正する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 交流電源電圧を直流電圧に順変換して負荷に直流電力を供給するサイリスタコンバータの直流回路電圧をフィードバック制御して前記サイリスタコンバータの出力電流指令を出力する電圧制御手段と、前記サイリスタコンバータの出力直流電流をフィードバック制御して前記サイリスタコンバータの出力電圧指令を出力する電流制御手段と、前記サイリスタコンバータの出力電圧指令に前記サイリスタコンバータの出力電圧平均値が比例するように前記サイリスタコンバータのサイリスタ点弧位相角を制御する位相制御手段とを備えて構成されるサイリスタコンバータの制御装置において、前記交流電源電圧を検出する交流電圧検出手段と、前記交流電圧検出手段により検出された交流電圧の振幅に比例した信号を演算する振幅演算手段とを備え、前記電流制御手段の出力であるサイリスタコンバータの出力電圧指令を前記振幅演算手段の出力である交流電源電圧振幅で除算することで、前記サイリスタコンバータの出力電圧指令を補正するようにしたことを特徴とするコンバータの制御装置。

【請求項 2】 交流電源電圧を直流電圧に順変換して負荷に直流電力を供給するサイリスタコンバータの直流回路電圧をフィードバック制御して前記サイリスタコンバータの出力電圧指令を出力する電圧制御手段と、前記サイリスタコンバータの出力電圧指令に前記サイリスタコンバータの出力電圧平均値が比例するように前記サイリスタコンバータのサイリスタ点弧位相角を制御する位相制御手段とを備えて構成されるサイリスタコンバータの制御装置において、前記交流電源電圧を検出する交流電圧検出手段と、前記交流電圧検出手段により検出された交流電圧の振幅に比例した信号を演算する振幅演算手段とを備え、前記電圧制御手段の出力であるサイリスタコンバータの出力電圧指令を前記振幅演算手段の出力である交流電源電圧振幅で除算することで、前記サイリスタコンバータの出力電圧指令を補正するようにしたことを特徴とするコンバータの制御装置。

【請求項 3】 交流電源電圧を直流電圧に順変換して負荷に直流電力を供給するサイリスタコンバータの直流回路の電圧基準を定める電圧基準手段と、前記電圧基準に前記サイリスタコンバータの出力電圧平均値が比例するように前記サイリスタコンバータのサイリスタ点弧位相角を制御する位相制御手段とを備えて構成されるサイリスタコンバータの制御装置において、前記交流電源電圧を検出する交流電圧検出手段と、前記交流電圧検出手段により検出された交流電圧の振幅に比例した信号を演算する振幅演算手段とを備え、前記電圧基準を前記振幅演算手段の出力である交流電源電圧振幅で除算することで、前記電圧基準を補正するよ

うにしたことを特徴とするコンバータの制御装置。

【請求項 4】 交流電源電圧を直流電圧に順変換して負荷に直流電力を供給するサイリスタコンバータの直流回路電圧をフィードバック制御して前記サイリスタコンバータの出力電流指令を出力する電圧制御手段と、前記サイリスタコンバータの出力直流電流をフィードバック制御して前記サイリスタコンバータの出力電圧指令を出力する電流制御手段と、前記サイリスタコンバータの出力電圧指令に前記サイリスタコンバータの出力電圧平均値が比例するように前記サイリスタコンバータのサイリスタ点弧位相角を制御する位相制御手段とを備えて構成されるサイリスタコンバータの制御装置において、前記交流電源電圧を検出する交流電圧検出手段と、前記交流電圧検出手段により検出された交流電圧の振幅に比例した信号を演算する振幅演算手段と、前記振幅演算手段の出力の逆数を求める逆数演算手段と、前記逆数演算手段の出力の時間変化に比例した量を求めるハイパスフィルタとを備え、前記電流制御手段の出力であるサイリスタコンバータの出力電圧指令に前記ハイパスフィルタの出力を乗算した量だけ増加させることで、前記サイリスタコンバータの出力電圧指令を補正するようにしたことを特徴とするコンバータの制御装置。

【請求項 5】 交流電源電圧を直流電圧に順変換して負荷に直流電力を供給するサイリスタコンバータの直流回路電圧をフィードバック制御して前記サイリスタコンバータの出力電圧指令を出力する電圧制御手段と、前記サイリスタコンバータの出力電圧指令に前記サイリスタコンバータの出力電圧平均値が比例するように前記サイリスタコンバータのサイリスタ点弧位相角を制御する位相制御手段とを備えて構成されるサイリスタコンバータの制御装置において、前記交流電源電圧を検出する交流電圧検出手段と、前記交流電圧検出手段により検出された交流電圧の振幅に比例した信号を演算する振幅演算手段と、前記振幅演算手段の出力の逆数を求める逆数演算手段と、前記逆数演算手段の出力の時間変化に比例した量を求めるハイパスフィルタとを備え、前記電流制御手段の出力であるサイリスタコンバータの出力電圧指令に前記ハイパスフィルタの出力を乗算した量だけ増加させることで、前記サイリスタコンバータの出力電圧指令を補正するようにしたことを特徴とするコンバータの制御装置。

【請求項 6】 交流電源電圧を直流電圧に順変換して負荷に直流電力を供給するサイリスタコンバータの直流回路電圧をフィードバック制御して前記コンバータの出力電流指令を出力する電圧制御手段と、

前記コンバータの出力直流電流をフィードバック制御して前記コンバータの出力電圧指令を出力する電流制御手段と、

前記出力電圧指令に前記サイリスタコンバータの出力電圧平均値が比例するように前記サイリスタコンバータのサイリスタ点弧位相角を制御する位相制御手段からなるサイリスタコンバータの制御装置において、

前記交流電源電圧を検出する交流電圧検出手段と、

前記交流電圧検出手段により検出された交流電圧の振幅に比例した信号を演算する振幅演算手段と、

前記振幅演算手段の出力である交流電圧振幅の時間変化に比例した量を求めるハイパスフィルタとを備え、

前記電圧制御手段の出力であるサイリスタコンバータの出力電圧指令から前記ハイパスフィルタの出力を引算することで、前記サイリスタコンバータの出力電圧指令を補正するようにしたことを特徴とするコンバータの制御装置。

【請求項 7】 交流電源電圧を直流電圧に順変換して負荷に直流電力を供給するサイリスタコンバータの直流回路電圧をフィードバック制御して前記サイリスタコンバータの出力電圧指令を出力する電圧制御手段と、

前記サイリスタコンバータの出力電圧指令に前記サイリスタコンバータの出力電圧平均値が比例するように前記サイリスタコンバータのサイリスタ点弧位相角を制御する位相制御手段とを備えて構成されるサイリスタコンバータの制御装置において、

前記交流電源電圧を検出する交流電圧検出手段と、

前記交流電圧検出手段により検出された交流電圧の振幅に比例した信号を演算する振幅演算手段と、

前記振幅演算手段の出力である交流電圧振幅の時間変化に比例した量を求めるハイパスフィルタとを備え、

前記電圧制御手段の出力であるサイリスタコンバータの出力電圧指令から前記ハイパスフィルタの出力を引算することで、前記サイリスタコンバータの出力電圧指令を補正するようにしたことを特徴とするコンバータの制御装置。

【請求項 8】 前記請求項 1 乃至請求項 7 のいずれか 1 項に記載のコンバータの制御装置において、

前記振幅演算手段は、

前記交流電圧検出手段により検出された交流電圧を直交する 2 相信号に変換する 2 相変換手段と、

前記 2 相変換手段の出力である 2 相信号をそれぞれ 2 乗して加算する 2 乗加算手段と、

前記 2 乗加算手段の出力の平方根を求める平方根演算手段と、

前記平方根演算手段の出力信号のリプルを抑制するためのローパスフィルタと、

から構成したことを特徴とするコンバータの制御装置。

【請求項 9】 前記請求項 1 乃至請求項 7 のいずれか 1 項に記載のコンバータの制御装置において、

前記振幅演算手段は、

前記交流電圧検出手段により検出された交流電圧の瞬時平均値を求める平均電圧演算手段と、

前記平均電圧演算手段の出力である瞬時平均値を前記交流電圧検出手段により検出された交流電圧からそれぞれ引算する減算手段と、

前記減算手段の出力を直交する 2 相信号に変換する 2 相変換手段と、

前記 2 相変換手段の出力である 2 相信号をそれぞれ 2 乗して加算する 2 乗加算手段と、

前記 2 乗加算手段の出力の平方根を求める平方根演算手段と、

前記平方根演算手段の出力信号のリプルを抑制するためのローパスフィルタと、

から構成したことを特徴とするコンバータの制御装置。

【請求項 10】 前記請求項 1 乃至請求項 7 のいずれか 1 項に記載のコンバータの制御装置において、

前記振幅演算手段は、

前記交流電圧検出手段により検出された交流電圧を入力として全波整流する全波整流手段と、

前記全波整流手段の出力信号のリプルを抑制するためのローパスフィルタと、

から構成したことを特徴とするコンバータの制御装置。

【請求項 11】 前記請求項 8 乃至請求項 10 のいずれか 1 項に記載のコンバータの制御装置において、

前記ローパスフィルタは、入力信号の移動平均を演算して出力するようにしたことを特徴とするコンバータの制御装置。

【請求項 12】 交流電源電圧を直流電圧に順変換して負荷に直流電力を供給するパルス幅変調 (PWM) コンバータの直流回路電圧をフィードバック制御して交流電流の有効電流指令を出力する電圧制御手段と、

前記 PWM コンバータの交流電流の有効電流指令を定める有効電流基準手段と、

前記 PWM コンバータの交流電流の電源電圧に対する同相成分および直交成分がそれぞれ前記有効電流指令および無効電流指令に追従するように前記 PWM コンバータの交流電圧指令を決める有効および無効電流制御手段と、

前記交流電圧指令に前記 PWM コンバータの交流電圧平均値が比例するように前記 PWM コンバータを PWM 制御する PWM 制御手段とを備えて構成される PWM コンバータの制御装置において、

前記交流電源の各相電圧を検出する交流電圧検出手段を備え、

前記交流電圧検出手段により検出された交流電圧に比例した信号を、前記有効および無効電流制御手段の出力である各相の交流電圧指令に重畳するようにしたことを特徴とするコンバータの制御装置。

【請求項 13】 交流電源電圧を直流電圧に順変換して

負荷に直流電力を供給するパルス幅変調（PWM）コンバータの直流回路電圧をフィードバック制御して交流電流の有効電流指令を出力する電圧制御手段と、
 前記PWMコンバータの交流電流の無効電流指令を定める無効電流基準手段と、
 前記交流電源電圧に同期した基準位相を出力する位相検出手段と、
 前記PWMコンバータの交流電流を前記基準位相に同相な成分および直交する成分に変換する座標変換手段と、
 前記交流電流の同相成分と前記有効電流指令とを比較増幅して有効電圧指令を出力する有効電流制御手段と、
 前記交流電流の直交成分と前記無効電流指令とを比較増幅して無効電圧指令を出力する無効電流制御手段と、
 前記基準位相を用いて前記有効および無効電圧指令を交流電圧指令に変換する座標変換手段と、
 前記交流電圧指令に前記PWMコンバータの交流電圧平均値が比例するように前記PWMコンバータをPWM制御するPWM制御手段とを備えて構成されるPWMコンバータの制御装置において、
 前記交流電源の各相電圧を検出する交流電圧検出手段と、
 前記交流電圧検出手段により検出された交流電圧を、前記基準位相に同相な成分および直交する成分に変換する座標変換手段とを備え、
 前記座標変換手段の出力である交流電圧同相成分に比例した信号を前記有効電圧指令に、また前記交流電圧直交成分に比例した信号を前記無効電圧指令にそれぞれ重畳するようにしたことを特徴とするコンバータの制御装置。
 【請求項 1 4】 交流電源電圧を直流電圧に順変換して負荷に直流電力を供給するパルス幅変調（PWM）コンバータの直流回路電圧をフィードバック制御して交流電流の有効電流指令を出力する電圧制御手段と、
 前記PWMコンバータの交流電流の無効電流指令を定める無効電流基準手段と、
 前記交流電源電圧に同期した基準位相を出力する位相検出手段と、
 前記PWMコンバータの交流電流を前記基準位相に同相な成分および直交する成分に変換する座標変換手段と、
 前記交流電流の同相成分と前記有効電流指令とを比較増幅して有効電圧指令を出力する有効電流制御手段と、
 前記交流電流の直交成分と前記無効電流指令とを比較増幅して無効電圧指令を出力する無効電流制御手段と、
 前記基準位相を用いて前記有効および無効電圧指令を交流電圧指令に変換する座標変換手段と、
 前記交流電圧指令に前記PWMコンバータの交流電圧平均値が比例するように前記PWMコンバータをPWM制御するPWM制御手段とを備えて構成されるPWMコンバータの制御装置において、
 前記交流電源の各相電圧を検出する交流電圧検出手段

と、
 前記交流電圧検出手段により検出された交流電圧から前記基準位相との同相成分を求める座標変換手段とを備え、
 前記座標変換手段の出力である交流電圧同相成分に比例した信号を前記有効電圧指令に重畳するようにしたことを特徴とするコンバータの制御装置。
 【請求項 1 5】 交流電源電圧を直流電圧に順変換して負荷に直流電力を供給するパルス幅変調（PWM）コンバータの直流回路電圧をフィードバック制御して交流電流の有効電流指令を出力する電圧制御手段と、
 前記PWMコンバータの交流電流の無効電流指令を定める無効電流基準手段と、
 前記交流電源電圧に同期した基準位相を出力する位相検出手段と、
 前記PWMコンバータの交流電流を前記基準位相に同相な成分および直交する成分に変換する座標変換手段と、
 前記交流電流の同相成分と前記有効電流指令とを比較増幅して有効電圧指令を出力する有効電流制御手段と、
 前記交流電流の直交成分と前記無効電流指令とを比較増幅して無効電圧指令を出力する無効電流制御手段と、
 前記基準位相を用いて前記有効および無効電圧指令を交流電圧指令に変換する座標変換手段と、
 前記交流電圧指令に前記PWMコンバータの交流電圧平均値が比例するように前記PWMコンバータをPWM制御するPWM制御手段とを備えて構成されるPWMコンバータの制御装置において、
 前記交流電源の各相電圧を検出する交流電圧検出手段と、
 前記交流電圧検出手段により検出された交流電圧を、前記基準位相に同相な成分および直交する成分に変換する座標変換手段と、
 前記座標変換手段の出力である交流電圧同相成分および直交成分の時間変化に比例した量をそれぞれ求めるハイパスフィルタとを備え、
 前記ハイパスフィルタの出力である交流電圧同相成分変動量を前記有効電圧指令に、また前記交流電圧直交成分変動量を前記無効電圧指令にそれぞれ重畳するようにしたことを特徴とするコンバータの制御装置。
 【請求項 1 6】 交流電源電圧を直流電圧に順変換して負荷に直流電力を供給するパルス幅変調（PWM）コンバータの直流回路電圧をフィードバック制御して交流電流の有効電流指令を出力する電圧制御手段と、
 前記PWMコンバータの交流電流の無効電流指令を定める無効電流基準手段と、
 前記交流電源電圧に同期した基準位相を出力する位相検出手段と、
 前記PWMコンバータの交流電流を前記基準位相に同相な成分および直交する成分に変換する座標変換手段と、
 前記交流電流の同相成分と前記有効電流指令とを比較増

幅して有効電圧指令を出力する有効電流制御手段と、前記交流電流の直交成分と前記無効電流指令とを比較増幅して無効電圧指令を出力する無効電流制御手段と、前記基準位相を用いて前記有効および無効電圧指令を交流電圧指令に変換する座標変換手段と、前記交流電圧指令に前記PWMコンバータの交流電圧平均値が比例するように前記PWMコンバータをPWM制御するPWM制御手段とを備えて構成されるPWMコンバータの制御装置において、前記交流電源の各相電圧を検出する交流電圧検出手段と、前記交流電圧検出手段により検出された交流電圧から前記基準位相との同相成分を求める座標変換手段と、前記座標変換手段の出力である交流電圧同相成分の時間変化に比例した量を求めるハイパスフィルタとを備え、前記ハイパスフィルタの出力である交流電圧同相成分変動量を前記有効電圧指令に重畳するようにしたことを特徴とするコンバータの制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、交流電源電圧を直流電圧に順変換して負荷に直流電力を供給するサイリスタコンバータあるいはパルス幅変調（以下、PWMと称する）コンバータの制御装置に係り、特に交流電源電圧変動に対しての電圧制御の安定性を高めるようにしたコンバータの制御装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】一般に、サイリスタコンバータ、あるいはPWMコンバータは、多くの分野で使われてきており、その使い方も様々である。そして、このサイリスタコンバータの制御装置としては、例えば“特開平8-322262号公報”等に開示されているものを初め、多数のものがある。

【0003】図19は、この種の従来のサイリスタコンバータの制御装置の基本的な構成例を示す回路図である。

【0004】図19において、1はインバータ、2は電

$$V_c = V_{ac} \cos(\alpha) \quad \dots (1)$$

$$\alpha = \cos^{-1}(V_c / V_{ac}) \quad \dots (2)$$

そして、上記式を満足するように、位相制御器14によりサイリスタの点弧位相角 α を制御し、下記(3)式に示すように、サイリスタコンバータ3の出力電圧指令 V_c^*

$$V_c = V_{ac} V_c^* \quad \dots (3)$$

このようにして、サイリスタコンバータ3の直流回路電圧を制御し、負荷である電動機2に直流電力を供給する。

【0012】なお、負荷としては、図19に示すインバータ1と電動機2のものに限らず、様々な直流負荷に適用できることは言うまでもない。

【0013】

動機、3はサイリスタコンバータ、4は平滑コンデンサ、5は交流電源、6は電源トランス、7は電圧基準回路、8は電圧検出器、9は比較器、10は電圧制御器、11は電流検出器、12は比較器、13は電流制御器、14は位相制御器であり、図示のように構成されている。

【0005】すなわち、交流電源5から電源トランス6を介して入力される交流電力を、サイリスタコンバータ3で直流電力に変換し、平滑コンデンサ4により直流電圧 V_{dc} のリップルを抑制する。そして、この平滑された直流電圧 V_{dc} を、インバータ1により3相交流電圧に逆変換して、電動機2を駆動する。

【0006】一方、サイリスタコンバータ3の電圧制御は、電圧基準回路7から与えられる直流回路の電圧基準と、電圧検出器8により検出された平滑コンデンサ4の直流電圧 V_{dc} とを比較器9で比較し、電圧制御器10によりフィードバック制御することで行なう。

【0007】さらに、電圧制御器10の出力であるサイリスタコンバータ3の出力電流指令と、電流検出器11により検出されたサイリスタコンバータ3の出力電流とを比較器12で比較し、電流制御器13によりフィードバック制御することでサイリスタコンバータ3の出力電圧指令を出力する。

【0008】そして、電流制御器13の出力であるサイリスタコンバータ3の出力電圧指令に比例したサイリスタコンバータ3の出力電圧平均値が得られるように、位相制御器14によりサイリスタコンバータ3のサイリスタ点弧位相角を制御するという周知の構成である。

【0009】この場合、交流電源5の電圧振幅を V_{ac} とした時に、サイリスタの点弧位相角 α とサイリスタコンバータ3の出力電圧平均値 V_c との関係は、下記(1)式に示すようになるので、位相制御器14は、入力であるサイリスタコンバータ3の出力電圧指令 V_c^* に対して、下記(2)式が成立するように点弧位相角 α を決定する。

【0010】

V_c^* に比例したサイリスタコンバータ3の出力電圧平均値 V_c を得ることができる。

【0011】

【発明が解決しようとする課題】ところで、このようなサイリスタコンバータの制御装置において、前述のように、サイリスタコンバータ3の出力電圧指令 V_c^* と出力電圧平均値 V_c との間に比例関係が成立するのは、交流電源5の電圧振幅 V_{ac} が一定の場合の時だけである。

【0014】従って、交流電源5の電圧振幅 V_{ac} が変化した場合には、その変化量に比例してサイリスタコンバ

ータ 3 の出力電圧平均値 V_c も変化し、このことが外乱となって制御に悪影響をもたらす。そして、交流電源 5 の電源変動が起こると、平滑コンデンサ 4 の直流電圧 V_{dc} を電圧基準値に追従させることができず、負荷である電動機 2 の運転に影響を与える可能性がある。

【0015】なお、以上はサイリスタコンバータの場合についてであるが、より高速制御応答を実現できるコンバータとして、トランジスタ等を用いた PWM コンバータが知られている。

【0016】図 20 は、この種の従来の PWM コンバータの制御装置の基本的な構成例を示す回路図である。

【0017】すなわち、図 20 に示すように、主回路としては、前記図 19 の構成におけるサイリスタコンバータ 3 の代わりに PWM コンバータ 3a を、また電源トランス 6 の代わりにリアクトルとコンデンサ等から構成した電源フィルタ 6a を備えた構成となっている。

【0018】一方、PWM コンバータ 3a の電圧制御は、前記図 19 の場合と同様に、電圧基準回路 7 から与えられる直流回路の電圧基準と、電圧検出器 8 により検出された平滑コンデンサ 4 の直流電圧 V_{dc} とを比較器 9 で比較し、電圧制御器 10 によりフィードバック制御することで行なう。

【0019】また、交流電圧検出器 15 により検出された電源電圧から、位相検出器 16 により電源に同期した信号に変換する。

【0020】位相検出器 16 は、フィルタや移相回路等から構成され、出力 S_p 、 S_q は交流電源 5 の相電圧に同期した正弦波信号であり、PWM コンバータ 3a の交流電流制御の基準位相となる。

【0021】さらに、電圧制御器 10 の出力は、有効電流指令 i_p^* であり、無効電流基準器 17 から与えられる無効電流指令 i_q^* が PWM コンバータ 3a の交流電流に対する指令値となる。

【0022】また、有効および無効電流制御器 18 は、位相検出器 16 から出力される電源同期信号 S_p 、 S_q を用いて、電流検出器 11R、11T により検出された交流電流 i_R および i_T の電源位相と同相な成分が有効電流指令 i_p^* に、電源位相と直交する成分が無効電流指令 i_q^* にそれぞれ追従するように、3 相の電圧指令 v_R^* 、 v_S^* 、 v_T^* を出力する。

【0023】そして、この 3 相の電圧指令 v_R^* 、 v_S^* 、 v_T^* を PWM 制御回路 19 によりパルス幅変調し、PWM 制御回路 19 の出力により PWM コンバータ 3a のトランジスタ等のスイッチングデバイスをオンオ

$$\begin{aligned} x &= i_p^* \cos(\omega t) - i_q^* \sin(\omega t) \\ y &= i_p^* \sin(\omega t) + i_q^* \cos(\omega t) \\ &= i_p^* \cos(\omega t - 90^\circ) - i_q^* \sin(\omega t - 90^\circ) \end{aligned}$$

すなわち、 $x = i_R^*$ は R 相電源電圧に同相な成分が i_p^* 、直交する成分が i_q^* の交流電流指令であり、 y は同じ同相成分 i_p^* 、および直交成分 i_q^* を持つ交

流電流指令である。

【0024】図 21 は、図 20 における有効および無効電流制御器 18 の一例を示す構成図である。

【0025】図 21 において、181 は座標変換器、182R、182T は比較器、183R、183T は電流制御器、184 は反転加算器である。

【0026】すなわち、座標変換器 181 の出力である交流電流指令 i_R^* 、 i_T^* と、検出された各相電流 i_R 、 i_T とを、それぞれ比較器 182R、182T により比較し、この比較結果を電流制御器 183R、183T により増幅して、R 相、T 相の電圧指令 v_R^* 、 v_T^* を得る。

【0027】また、S 相の電圧指令 v_S^* は、R 相、T 相の電圧指令 v_R^* 、 v_T^* を、反転加算器 184 により極性反転して加算することを得る。

【0028】なお、図 21 では、2 相だけを電流制御するようにしているが、3 相分を電流制御する構成もある。

【0029】また、電源フィルタ 6a の代わりに、電源トランスを用いる場合もある。

【0030】図 22 (a) は、図 21 における座標変換器 181 の一例を示す構成図である。

【0031】図 22 (a) において、181A、181B、181C、181D は乗算器、181E は減算器、181F は加算器、181G、181H は係数器、181I は加算器である。

【0032】図 22 (b) は、位相検出器 16 から出力される電源同期信号 S_p 、 S_q の位相関係を示す信号波形図である。

【0033】図 22 (b) において、 S_p は交流電源 5 の R 相電圧 e_R と同相な電源同期信号、 S_q は電源同期信号 S_p よりも 90° 遅れた電源同期信号である。

【0034】図 22 (a) において、電源同期信号 S_p 、 S_q と有効電流指令 i_p^* あるいは無効電流指令 i_q^* とを、4 つの乗算器 181A、181B、181C、181D により乗算する。

【0035】そして、この乗算結果は、減算器 181E あるいは加算器 181F により減算もしくは加算して、それぞれの出力 x および y は次のようになる。

$$x = i_p^* S_p - i_q^* S_q$$

$$y = i_p^* S_q + i_q^* S_p$$

ここで、 $S_p = \cos(\omega t)$ 、 $S_q = \sin(\omega t)$ とすれば、上記式は次のようになる。

【0037】

流電流指令で、 x よりも 90° 遅れた信号である。

【0038】係数器 181G および 181H と加算器 181I は、上記出力 x と y から、次式のような直交 2 相

／3 相変換演算により、T 相の電流指令を求める。

$$【0039】 i_T^* = (x + 2y) / \sqrt{3}$$

以上の図 2 2 の処理は周知の座標変換であり、結果として、電源電圧と同相成分が i_p^* 、直交成分が i_q^* の R 相および T 相の電流指令 i_R^* および i_T^* が得られる。

【0040】なお、図 2 2 では、電源同期信号として 90° 位相差の信号を用いているが、 120° 位相差の同期信号を用いる等、座標変換の構成としては種々のものがある。

【0041】ところで、PWM コンバータ 3 a は、制御応答が前述のサイリスタコンバータ 3 よりも速いことから、外乱の影響も少ない。

【0042】しかしながら、交流電源 5 と PWM コンバータ 3 a との間のインダクタンスが小さい場合には、交流電源 5 の電圧変動によって交流電流が影響を受け、過電流に至る場合もある。

【0043】本発明の目的は、交流電源電圧変動に対しての電圧制御の安定性を高くすることが可能なコンバータの制御装置を提供することにある。

【0044】

【課題を解決するための手段】上記の目的を達成するために、請求項 1 の発明では、交流電源電圧を直流電圧に順変換して負荷に直流電力を供給するサイリスタコンバータの直流回路電圧をフィードバック制御してサイリスタコンバータの出力電流指令を出力する電圧制御手段と、サイリスタコンバータの出力直流電流をフィードバック制御してサイリスタコンバータの出力電圧指令を出力する電流制御手段と、サイリスタコンバータの出力電圧指令にサイリスタコンバータの出力電圧平均値が比例するようにサイリスタコンバータのサイリスタ点弧位相角を制御する位相制御手段とを備えて構成されるサイリスタコンバータの制御装置において、交流電源電圧を検出する交流電圧検出手段と、交流電圧検出手段により検出された交流電圧の振幅に比例した信号を演算する振幅演算手段とを備え、電流制御手段の出力であるサイリスタコンバータの出力電圧指令を振幅演算手段の出力である交流電源電圧振幅で除算することで、サイリスタコンバータの出力電圧指令を補正するようにしている。

【0045】従って、請求項 1 の発明のコンバータの制御装置においては、電流制御手段をマイナーループに持つサイリスタコンバータの制御装置において、交流電源電圧を検出して、その振幅に比例した信号を演算し、この交流電源電圧振幅でサイリスタコンバータの出力電圧指令を除算することによってサイリスタコンバータの出力電圧指令を補正することにより、交流電源電圧変動の影響を緩和することができる。

【0046】また、請求項 2 の発明では、交流電源電圧を直流電圧に順変換して負荷に直流電力を供給するサイリスタコンバータの直流回路電圧をフィードバック制御

してサイリスタコンバータの出力電圧指令を出力する電圧制御手段と、サイリスタコンバータの出力電圧指令にサイリスタコンバータの出力電圧平均値が比例するようにサイリスタコンバータのサイリスタ点弧位相角を制御する位相制御手段とを備えて構成されるサイリスタコンバータの制御装置において、交流電源電圧を検出する交流電圧検出手段と、交流電圧検出手段により検出された交流電圧の振幅に比例した信号を演算する振幅演算手段とを備え、電圧制御手段の出力であるサイリスタコンバータの出力電圧指令を振幅演算手段の出力である交流電源電圧振幅で除算することで、サイリスタコンバータの出力電圧指令を補正するようにしている。

【0047】従って、請求項 2 の発明のコンバータの制御装置においては、電流制御手段をマイナーループに持たないサイリスタコンバータの制御装置において、交流電源電圧を検出して、その振幅に比例した信号を演算し、この交流電源電圧振幅でサイリスタコンバータの出力電圧指令を除算することによってサイリスタコンバータの出力電圧指令を補正することにより、交流電源電圧変動の影響を緩和することができる。

【0048】さらに、請求項 3 の発明では、交流電源電圧を直流電圧に順変換して負荷に直流電力を供給するサイリスタコンバータの直流回路の電圧基準を定める電圧基準回路と、電圧基準にサイリスタコンバータの出力電圧平均値が比例するようにサイリスタコンバータのサイリスタ点弧位相角を制御する位相制御手段とを備えて構成されるサイリスタコンバータの制御装置において、交流電源電圧を検出する交流電圧検出手段と、交流電圧検出手段により検出された交流電圧の振幅に比例した信号を演算する振幅演算手段とを備え、電圧基準を振幅演算手段の出力である交流電源電圧振幅で除算することで、電圧基準を補正するようにしている。

【0049】従って、請求項 3 の発明のコンバータの制御装置においては、与えられた電圧基準をサイリスタコンバータの出力電圧指令とするオープンループのサイリスタコンバータの制御装置において、交流電源電圧を検出して、その振幅に比例した信号を演算し、この交流電源電圧振幅で与えられた電圧基準を除算することによって電圧基準を補正することにより、交流電源電圧変動の影響を緩和することができる。

【0050】一方、請求項 4 の発明では、交流電源電圧を直流電圧に順変換して負荷に直流電力を供給するサイリスタコンバータの直流回路電圧をフィードバック制御してサイリスタコンバータの出力電流指令を出力する電圧制御手段と、サイリスタコンバータの出力直流電流をフィードバック制御してサイリスタコンバータの出力電圧指令を出力する電流制御手段と、サイリスタコンバータの出力電圧指令にサイリスタコンバータの出力電圧平均値が比例するようにサイリスタコンバータのサイリスタ点弧位相角を制御する位相制御手段とを備えて構成さ

れるサイリスタコンバータの制御装置において、交流電源電圧を検出する交流電圧検出手段と、交流電圧検出手段により検出された交流電圧の振幅に比例した信号を演算する振幅演算手段と、振幅演算手段の出力の逆数を求める逆数演算手段と、逆数演算手段の出力の時間変化に比例した量を求めるハイパスフィルタとを備え、電流制御手段の出力であるサイリスタコンバータの出力電圧指令にハイパスフィルタの出力を乗算した量だけ増加させることで、サイリスタコンバータの出力電圧指令を補正するようにしている。

【0051】従って、請求項4の発明のコンバータの制御装置においては、電流制御手段をマイナーループに持つサイリスタコンバータの制御装置において、交流電源電圧を検出して、その振幅に比例した信号を演算し、この交流電源電圧振幅の逆数を求めて、その時間変化に比例した量を求め、この量を乗算した量だけサイリスタコンバータの出力電圧指令に増加させることによってサイリスタコンバータの出力電圧指令を補正することにより、交流電源電圧変動の影響を緩和することができる。

【0052】また、請求項5の発明では、交流電源電圧を直流電圧に順変換して負荷に直流電力を供給するサイリスタコンバータの直流回路電圧をフィードバック制御してサイリスタコンバータの出力電圧指令を出力する電圧制御手段と、サイリスタコンバータの出力電圧指令にサイリスタコンバータの出力電圧平均値が比例するようにサイリスタコンバータのサイリスタ点弧位相角を制御する位相制御手段とを備えて構成されるサイリスタコンバータの制御装置において、交流電源電圧を検出する交流電圧検出手段と、交流電圧検出手段により検出された交流電圧の振幅に比例した信号を演算する振幅演算手段と、振幅演算手段の出力の逆数を求める逆数演算手段と、逆数演算手段の出力の時間変化に比例した量を求めるハイパスフィルタとを備え、電流制御手段の出力であるサイリスタコンバータの出力電圧指令にハイパスフィルタの出力を乗算した量だけ増加させることで、サイリスタコンバータの出力電圧指令を補正するようにしている。

【0053】従って、請求項5の発明のコンバータの制御装置においては、電流制御手段をマイナーループに持たないサイリスタコンバータの制御装置において、交流電源電圧を検出して、その振幅に比例した信号を演算し、この交流電源電圧振幅の逆数を求めて、その時間変化に比例した量を求め、この量を乗算した量だけサイリスタコンバータの出力電圧指令値に増加させることによってサイリスタコンバータの出力電圧指令を補正することにより、交流電源電圧変動の影響を緩和することができる。

【0054】さらに、請求項6の発明では、交流電源電圧を直流電圧に順変換して負荷に直流電力を供給するサイリスタコンバータの直流回路電圧をフィードバック制

御してコンバータの出力電圧指令を出力する電圧制御手段と、コンバータの出力直流電流をフィードバック制御してコンバータの出力電圧指令を出力する電流制御手段と、出力電圧指令にサイリスタコンバータの出力電圧平均値が比例するようにコンバータのサイリスタ点弧位相角を制御する位相制御手段からなるサイリスタコンバータの制御装置において、交流電源電圧を検出する交流電圧検出手段と、交流電圧検出手段により検出された交流電圧の振幅に比例した信号を演算する振幅演算手段と、振幅演算手段の出力である交流電圧振幅の時間変化に比例した量を求めるハイパスフィルタとを備え、電圧制御手段の出力であるサイリスタコンバータの出力電圧指令からハイパスフィルタの出力を引算することで、サイリスタコンバータの出力電圧指令を補正するようにしている。

【0055】従って、請求項6の発明のコンバータの制御装置においては、電流制御手段をマイナーループに持つサイリスタコンバータの制御装置において、交流電源電圧を検出して、その振幅に比例した信号を演算し、この交流電源電圧振幅の時間変化に比例した量を求め、この量をサイリスタコンバータの出力電圧指令から引算することによってサイリスタコンバータの出力電圧指令を補正することにより、交流電源電圧変動の影響を緩和することができる。

【0056】さらにまた、請求項7の発明では、交流電源電圧を直流電圧に順変換して負荷に直流電力を供給するサイリスタコンバータの直流回路電圧をフィードバック制御してサイリスタコンバータの出力電圧指令を出力する電圧制御手段と、サイリスタコンバータの出力電圧指令にサイリスタコンバータの出力電圧平均値が比例するようにサイリスタコンバータのサイリスタ点弧位相角を制御する位相制御手段とを備えて構成されるサイリスタコンバータの制御装置において、交流電源電圧を検出する交流電圧検出手段と、交流電圧検出手段により検出された交流電圧の振幅に比例した信号を演算する振幅演算手段と、振幅演算手段の出力である交流電圧振幅の時間変化に比例した量を求めるハイパスフィルタとを備え、電圧制御手段の出力であるサイリスタコンバータの出力電圧指令からハイパスフィルタの出力を引算することで、サイリスタコンバータの出力電圧指令を補正するようにしている。

【0057】従って、請求項7の発明のコンバータの制御装置においては、電流制御手段をマイナーループに持たないサイリスタコンバータの制御装置において、交流電源電圧を検出して、その振幅に比例した信号を演算し、この交流電圧振幅の時間変化に比例した量を求め、この量をサイリスタコンバータの出力電圧指令値から引算することによってサイリスタコンバータの出力電圧指令を補正することにより、交流電源電圧変動の影響を緩和することができる。

【0058】なお、特に上記振幅演算手段は、例えば請求項8に記載したように、交流電圧検出手段により検出された交流電圧を直交する2相信号に変換する2相変換手段と、2相変換手段の出力である2相信号をそれぞれ2乗して加算する2乗加算手段と、2乗加算手段の出力の平方根を求める平方根演算手段と、平方根演算手段の出力信号のリプルを抑制するためのローパスフィルタとから構成することが好ましい。

【0059】また、上記振幅演算手段は、例えば請求項9に記載したように、交流電圧検出手段により検出された交流電圧の瞬時平均値を求める平均電圧演算手段と、平均電圧演算手段の出力である瞬時平均値を交流電圧検出手段により検出された交流電圧からそれぞれ引算する減算手段と、減算手段の出力を直交する2相信号に変換する2相変換手段と、2相変換手段の出力である2相信号をそれぞれ2乗して加算する2乗加算手段と、2乗加算手段の出力の平方根を求める平方根演算手段と、平方根演算手段の出力信号のリプルを抑制するためのローパスフィルタとから構成することが好ましい。

【0060】さらに、上記振幅演算手段は、例えば請求項10に記載したように、交流電圧検出手段により検出された交流電圧を入力として全波整流する全波整流手段と、全波整流手段の出力信号のリプルを抑制するためのローパスフィルタとから構成することが好ましい。

【0061】ここで、特に上記ローパスフィルタは、例えば請求項11に記載したように、入力信号の移動平均を演算して出力することが好ましい。

【0062】一方、上記の目的を達成するために、交流電源電圧を直流電圧に順変換して負荷に直流電力を供給するパルス幅変調（PWM）コンバータの直流回路電圧をフィードバック制御して交流電流の有効電流指令を出力する電圧制御手段と、PWMコンバータの交流電流の有効電流指令を定める無効電流基準手段と、PWMコンバータの交流電流の電源電圧に対する同相成分および直交成分がそれぞれ有効電流指令および無効電流指令に追従するようにPWMコンバータの交流電圧指令を決める有効および無効電流制御手段と、交流電圧指令にPWMコンバータの交流電圧平均値が比例するようにPWMコンバータをPWM制御するPWM制御手段とを備えて構成されるPWMコンバータの制御装置において、請求項12の発明では、交流電源の各相電圧を検出する交流電圧検出手段を備え、交流電圧検出手段により検出された交流電圧に比例した信号を、有効および無効電流制御手段の出力である各相の交流電圧指令に重畳するようにしている。

【0063】従って、請求項12の発明のコンバータの制御装置においては、電流制御ループを持つPWMコンバータの制御装置において、交流電源の各相電圧を検出して、それに比例した信号を各相の交流電圧指令に重畳することにより、交流電源電圧変動の影響を緩和するこ

とができる。

【0064】また、請求項13の発明では、交流電源の各相電圧を検出する交流電圧検出手段と、交流電圧検出手段により検出された交流電圧を、基準位相に同相な成分および直交する成分に変換する座標変換手段とを備え、座標変換手段の出力である交流電圧同相成分に比例した信号を有効電圧指令に、また交流電圧直交成分に比例した信号を無効電圧指令にそれぞれ重畳するようにしている。

【0065】従って、請求項13の発明のコンバータの制御装置においては、交流電流を基準位相と同相な成分および直交する成分に変換して電流制御した結果として有効および無効電圧指令を得るPWMコンバータの制御装置において、交流電源の各相電圧を検出して、それを基準位相との同相成分および直交成分に変換し、この交流電圧同相成分に比例した信号を有効電圧指令に、また交流電圧直交成分に比例した信号を無効電圧指令にそれぞれ重畳することにより、交流電源電圧変動の影響を緩和することができる。

【0066】さらに、請求項14の発明では、交流電源の各相電圧を検出する交流電圧検出手段と、交流電圧検出手段により検出された交流電圧から基準位相との同相成分を求める座標変換手段とを備え、座標変換手段の出力である交流電圧同相成分に比例した信号を有効電圧指令に重畳するようにしている。

【0067】従って、請求項14の発明のコンバータの制御装置においては、交流電流を基準位相と同相な成分および直交する成分に変換して電流制御した結果として有効および無効電圧指令を得るPWMコンバータの制御装置において、交流電源の各相電圧を検出して、それから基準位相との同相成分を求め、この交流電圧同相成分に比例した信号を有効電圧指令に重畳することにより、交流電源電圧変動の影響を緩和することができる。

【0068】また、請求項15の発明では、交流電源の各相電圧を検出する交流電圧検出手段と、交流電圧検出手段により検出された交流電圧を、基準位相に同相な成分および直交する成分に変換する座標変換手段と、座標変換手段の出力である交流電圧同相成分および直交成分の時間変化に比例した量をそれぞれ求めるハイパスフィルタとを備え、ハイパスフィルタの出力である交流電圧同相成分変動量を有効電圧指令に、また交流電圧直交成分変動量を無効電圧指令にそれぞれ重畳するようにしている。

【0069】従って、請求項15の発明のコンバータの制御装置においては、交流電流を基準位相と同相な成分および直交する成分に変換して電流制御した結果として有効および無効電圧指令を得るPWMコンバータの制御装置において、交流電源の各相電圧を検出して、それを基準位相との同相成分および直交成分に変換し、さらにこの交流電圧同相成分および直交成分の時間変化に比例

した量をそれぞれ求め、この交流電圧同相成分変動量を有効電圧指令に、また交流電圧直交成分変動量を無効電圧指令にそれぞれ重畳することにより、交流電源電圧変動の影響を緩和することができる。

【0070】さらに、請求項16の発明では、交流電源の各相電圧を検出する交流電圧検出手段と、交流電圧検出手段により検出された交流電圧から基準位相との同相成分を求める座標変換手段と、座標変換手段の出力である交流電圧同相成分の時間変化に比例した量を求めるハイパスフィルタとを備え、ハイパスフィルタの出力である交流電圧同相成分変動量を有効電圧指令に重畳するようにしている。

【0071】従って、請求項16の発明のコンバータの制御装置においては、交流電流を基準位相と同相な成分および直交する成分に変換して電流制御した結果として有効および無効電圧指令を得るPWMコンバータの制御装置において、交流電源の各相電圧を検出して、それから基準位相との同相成分を求め、この交流電圧同相成分の時間変化に比例した量を求め、この交流電圧同相成分変動量を有効電圧指令に重畳することにより、交流電源電圧変動の影響を緩和することができる。

【0072】以上により、交流電源電圧変動に対しての電圧制御の安定性を高くできる。

【0073】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施の形態について図面を参照して詳細に説明する。

$$S_{ac} = K_{ac} \cdot V_{ac}$$

定格電源電圧の時に振幅演算器20の出力 S_{ac} が1となるように、上記式の比例係数 K_{ac} を選ぶことにより、交流電源5が定常状態で変動がない時は、割り算器21に与えられる出力 S_{ac} は1であり、前述した図19の従来の場合と全く同じ制御機能となる。

【0082】しかし、交流電源5が変動した場合には、

$$V_{cc}^* = V_c^* / S_{ac} = V_c^* / (K_{ac} V_{ac}) \quad \dots (5)$$

上記式のサイリスタコンバータ3の出力電圧指令 V_{cc}^* を用いて、(2)式のように位相制御器14で α を決定すると、(1)式に代入することで明らかなように、サイリスタコンバータ3の出力電圧平均値 V_c は、次式の

$$\begin{aligned} V_c &= V_{ac} \cos(\alpha) \\ &= V_{ac} V_c^* / (K_{ac} V_{ac}) \\ &= V_c^* / K_{ac} \end{aligned}$$

上述したように、本実施の形態のサイリスタコンバータの制御装置では、交流電源5の電圧が変動しても、サイリスタコンバータ3の出力電圧平均値 V_c を電流制御器14の出力 V_c^* に比例させることができるため、交流電源5の電圧変動の影響を受けないサイリスタコンバータの制御装置を実現することが可能となる。

【0085】これにより、交流電源5の電圧変動時でも、平滑コンデンサ4の直流電圧 V_{dc} を安定に制御することができ、負荷であるインバータ1および電動機2に

【0074】(第1の実施の形態)図1は、本実施の形態によるサイリスタコンバータの制御装置の構成例を示す回路図であり、図19と同一部分には同一符号を付してその説明を省略し、ここでは異なる部分についてのみ述べる。

【0075】すなわち、本実施の形態のサイリスタコンバータの制御装置は、図1に示すように、交流電圧検出器15と、振幅演算器20と、割り算器21とを、図19に付加した構成としている。

【0076】交流電圧検出器15は、サイリスタコンバータ3の入力交流電圧、すなわち交流電源5の電圧を検出する。

【0077】振幅演算器20は、交流電圧検出器15により検出された交流電圧の振幅に比例した信号を演算する。

【0078】割り算器21は、電流制御器13の出力であるサイリスタコンバータの出力電圧指令を、振幅演算器20の出力である交流電源電圧振幅で除算することで、サイリスタコンバータの出力電圧指令を補正する。

【0079】次に、以上のように構成した本実施の形態のサイリスタコンバータの制御装置の作用について説明する。

【0080】図1において、振幅演算器20の出力 S_{ac} を、次式のように比例係数 K_{ac} を用いて表わすものとする。

$$S_{ac} = K_{ac} \cdot V_{ac} \quad \dots (4)$$

振幅演算器20の出力 S_{ac} は1でなくなり、電流制御器14の出力 V_c^* は振幅演算器20の出力 S_{ac} で割られて、補正されたサイリスタコンバータ3の出力電圧指令 V_{cc}^* は、次式のようになる。

【0083】

ように電流制御器14の出力 V_c^* に比例するようになる。

【0084】

$$\dots (6)$$

は、常に安定した電力を供給することができる。

【0086】本実施の形態が有効である一例として、沸騰水型原子炉の原子炉冷却材再循環ポンプ(Reactor Internal Pump 以下、RIPと略称する)の駆動装置である原子炉冷却材再循環ポンプ可変周波数電源装置(Reactor Internal pump Adjustable Speed Drive 以下、ASDと略称する)が挙げられる。

【0087】RIPは、原子炉内の冷却材を循環させる

ポンプであり、その運転速度によって原子炉の出力を制御する機能を持つため、駆動源である ASD には、極力安定した電力を RIP に供給することが要求されている。

【0088】ASD の電源は 3 相交流電源であり、発電所内の母線切替等起因する電圧変動や、発電所そのものは当然系統につながっているため系統動揺の影響を受ける可能性があり、本実施の形態を ASD の電圧制御回路に取り入れて、電源電圧変動による電圧制御回路の外乱を抑制することは、原子力発電所の運用上非常に意味のあることと言える。

【0089】（第 2 の実施の形態）図 2 は、本実施の形態によるサイリスタコンバータの制御装置の構成例を示す回路図であり、図 1 と同一部分には同一符号を付してその説明を省略し、ここでは異なる部分についてのみ述べる。

【0090】すなわち、本実施の形態のサイリスタコンバータの制御装置は、図 2 に示すように、前記図 1 の構成に対して、電流検出器 11、比較器 12、電流制御器 13 からなる電流制御ループを省略した構成としている。

【0091】つまり、サイリスタコンバータの電圧制御では、電流制御を行わずに、電圧制御器 10 の出力で位相制御を行なう場合もあり、図 2 は電流制御を行わない場合に対して適用した構成である。

【0092】そして、本実施の形態では、電圧検出器 15 により検出された交流電圧の振幅に比例した信号を演算する振幅演算器 20 の出力である交流電源電圧振幅で、電圧制御器 10 の出力であるサイリスタコンバータの出力電圧指令を割り算器 21 により除算した結果を、補正されたサイリスタコンバータの出力電圧指令として位相制御器 14 へ入力するようにしている。

【0093】次に、以上のように構成した本実施の形態のサイリスタコンバータの制御装置の作用について説明する。

【0094】図 2 において、電圧制御器 10 の出力であるサイリスタコンバータの出力電圧指令を、振幅演算器 20 の出力である交流電源電圧振幅で除算することにより、交流電源 5 の電圧が変動した場合に、位相制御器 14 の入力はその電源変動に応じて補正される。

【0095】すなわち、電圧制御器 10 の出力が同じ大きさであっても、交流電源 5 の電圧が低下すると位相制御器 14 の入力は大きくなり、交流電源 5 の電圧が上昇すると位相制御器 14 の入力は小さくなる。そして、この結果として、電源変動が起きても、電圧制御器 10 の出力とサイリスタコンバータ 3 の出力電圧平均値を比例させることができる。

【0096】上述したように、本実施の形態のサイリスタコンバータの制御装置では、交流電源 5 の電圧が変動しても、サイリスタコンバータ 3 の出力電圧平均値を電

圧制御器 10 の出力に比例させることができるため、交流電源 5 の電圧変動の影響を受けないサイリスタコンバータの制御装置を実現することが可能となる。

【0097】これにより、交流電源 5 の電圧変動時でも、平滑コンデンサ 4 の直流電圧を安定に制御することができ、負荷であるインバータ 1 および電動機 2 には、常に安定した電力を供給することができる。

【0098】（第 3 の実施の形態）図 3 は、本実施の形態によるサイリスタコンバータの制御装置の構成例を示す回路図であり、図 2 と同一部分には同一符号を付してその説明を省略し、ここでは異なる部分についてのみ述べる。

【0099】すなわち、本実施の形態のサイリスタコンバータの制御装置は、図 3 に示すように、前記図 2 の構成に対して、電圧検出器 8、比較器 9、電圧制御器 10 からなる電圧制御ループを省略した構成としている。

【0100】つまり、サイリスタコンバータの原理を説明した、前記（1）～（3）式から明らかなように、電圧制御ループを構成しなくても、サイリスタコンバータの出力電圧を制御することができる。

【0101】そして、本実施の形態では、電圧検出器 15 により検出された交流電圧の振幅に比例した信号を演算する振幅演算器 20 の出力である交流電源電圧振幅で、電圧基準回路 7 の出力である電圧基準を割り算器 21 により割り算した結果を、補正された電圧基準として位相制御器 14 へ入力するようにしている。

【0102】次に、以上のように構成した本実施の形態のサイリスタコンバータの制御装置の作用について説明する。

【0103】図 3 において、電圧基準回路 7 の出力である電圧基準を、振幅演算器 20 の出力である交流電源電圧振幅で除算することにより、交流電源 5 の電圧が変動した場合に、位相制御器 14 の入力がその電源変動に応じて補正される。

【0104】すなわち、電圧基準回路 7 の出力が同じ大きさであっても、交流電源 5 の電圧が低下すると位相制御器 14 の入力は大きくなり、交流電源 5 の電圧が上昇すると位相制御器 14 の入力は小さくなる。そして、この結果として、電源変動が起きても、電圧基準回路 7 の出力とサイリスタコンバータ 3 の出力電圧平均値をほぼ比例させることができる。

【0105】上述したように、本実施の形態のサイリスタコンバータの制御装置では、交流電源 5 の電圧が変動しても、サイリスタコンバータ 3 の出力電圧平均値を電圧基準回路 7 の出力にほぼ比例させることができるため、交流電源 5 の電圧変動の影響を受けないサイリスタコンバータの制御装置を実現することが可能となる。

【0106】これにより、交流電源 5 の電圧変動時でも、平滑コンデンサ 4 の直流電圧を安定に制御することができ、負荷であるインバータ 1 および電動機 2 には、

常に安定した電力を供給することができる。

【0107】（第4の実施の形態）図4は、本実施の形態によるサイリスタコンバータの制御装置の構成例を示す回路図であり、図1と同一部分には同一符号を付してその説明を省略し、ここでは異なる部分についてのみ述べる。

【0108】すなわち、本実施の形態のサイリスタコンバータの制御装置は、図4に示すように、前記図1の構成に対して、逆数演算器22と、ハイパスフィルタ23と、加算器24とを付加し、さらに割り算器21に代えて、乗算器25を備えた構成としている。

【0109】逆数演算器22は、振幅演算器20の出力の逆数を演算する。

【0110】ハイパスフィルタ23は、逆数演算器22の出力の時間変化に比例した量（逆数の変化率）の大きな成分を抽出する。

【0111】加算器24は、ハイパスフィルタ23の出力に1を加算する。

【0112】乗算器25は、電流制御器13の出力であるサイリスタコンバータの出力電圧指令に、加算器24の出力を乗算した結果を、補正されたサイリスタコンバータの出力電圧指令として位相制御器14へ入力するようにしている。

【0113】なお、ハイパスフィルタ23は、微分要素と1次遅れフィルタとを組み合わせた特性の不完全微分等で実現することができる。

【0114】次に、以上のように構成した本実施の形態のサイリスタコンバータの制御装置の作用について説明する。

【0115】図4において、ハイパスフィルタ23は、入力の変動分だけを出力するので、交流電源5の電圧変動がない場合には出力は0である。

【0116】この時、加算器24の出力は1であり、乗算器25の出力は電流制御器13の出力と同じであり、乗算器25は何の作用もしない。

【0117】一方、交流電源5の電圧の振幅に急な変動があった場合には、振幅演算器20の出力が逆数演算器22で逆数演算され、その変化分がハイパスフィルタ23から出力される。

【0118】この結果、加算器24の出力は1でなくなり、位相制御器14の入力であるサイリスタコンバータの出力電圧指令が補正される。

【0119】例えば、交流電源5の電圧の振幅が急に上昇した場合に逆数演算器22の出力が小さくなり、ハイパスフィルタ23の出力は負に変化する。

【0120】従って、加算器24の出力は1以下になり、位相制御器14の入力であるサイリスタコンバータの出力電圧指令は小さくなる方向に補正される。そして、位相制御器14の入力であるサイリスタコンバータの出力電圧指令を小さくすることで、交流電源5の電圧

の上昇によるサイリスタコンバータ3の出力電圧の上昇を抑制して、直流電圧を安定に制御することができる。

【0121】ここで、電流制御器14の出力であるサイリスタコンバータの出力電圧指令を V_c^* 、ハイパスフィルタ23の出力を K_c 、位相制御器14の入力を V_{cc}^* とすると、本実施の形態における位相制御器14の入力 V_{cc}^* は、次式のようにになる。

$$【0122】V_{cc}^* = (1 + K_c) \cdot V_c^*$$

上述したように、本実施の形態のサイリスタコンバータの制御装置では、交流電源5の電圧が変動しても、サイリスタコンバータ3の出力電圧の上昇を抑制することができるため、交流電源5の電圧変動の影響を受けないサイリスタコンバータの制御装置を実現することが可能となる。

【0123】これにより、交流電源5の電圧変動時でも、平滑コンデンサ4の直流電圧を安定に制御することができ、負荷であるインバータ1および電動機2には、常に安定した電力を供給することができる。

【0124】すなわち、前記図1および図2に示した第1および第2の実施の形態では、交流電源5の電圧の変動量に比例して位相制御器14の入力であるサイリスタコンバータの出力電圧指令を補正しているが、各実施の形態とも電圧をフィードバック制御しているので、遅い変化の変動は電圧制御器10によって補正される。従って、交流電源5の電圧の急速な変動分だけを補正することにより、本発明の目的を達成することができる。

【0125】（第4の実施の形態の変形例）図5は、本実施の形態によるサイリスタコンバータの制御装置の構成例を示す回路図であり、図4と同一部分には同一符号を付してその説明を省略し、ここでは異なる部分についてのみ述べる。

【0126】すなわち、本実施の形態のサイリスタコンバータの制御装置は、図5に示すように、前記図4の構成に対して、加算器24を省略し、この加算器24に代えて、加算器26を備えた構成としている。

【0127】乗算器25は、電流制御器13の出力であるサイリスタコンバータの出力電圧指令と、ハイパスフィルタ23の出力とを乗算する。

【0128】加算器26は、電流制御器13の出力であるサイリスタコンバータの出力電圧指令に、乗算器25の出力を加算した結果を、補正されたサイリスタコンバータの出力電圧指令として位相制御器14へ入力するようにしている。

【0129】次に、以上のように構成した本実施の形態のサイリスタコンバータの制御装置においても、前記図4に示した第2の実施の形態のサイリスタコンバータの制御装置と同様に作用する。

【0130】すなわち、電流制御器14の出力であるサイリスタコンバータの出力電圧指令を V_c^* 、ハイパスフィルタ23の出力を K_c 、位相制御器14の入力を V

v_{cc}^* とすると、本実施の形態における位相制御器 14 の入力 v_{cc}^* は、次式のようになり、前記図 4 に示した第 2 の実施の形態における式と同じであることは明らかである。

$$【0131】 v_{cc}^* = v_c^* + K_c \cdot v_c^*$$

上述したように、本実施の形態のサイリスタコンバータの制御装置でも、前記図 4 に示した第 2 の実施の形態の場合と同様の効果を得ることが可能である。

【0132】（第 5 の実施の形態）図 6 は、本実施の形態によるサイリスタコンバータの制御装置の構成例を示す回路図であり、図 2 および図 4 と同一部分には同一符号を付してその説明を省略し、ここでは異なる部分についてのみ述べる。

【0133】すなわち、本実施の形態のサイリスタコンバータの制御装置は、図 6 に示すように、前記図 2 に示す第 2 の実施の形態の場合と同様に、電流制御器 13 を持たないサイリスタコンバータの制御装置に、図 4 に示す第 4 の実施の形態の場合と同様に、振幅演算器 20 の出力から逆数を求める逆数演算器 22 と、逆数演算器 22 の出力の時間変化に比例した量（逆数の変化率）の大きな成分（早い変化だけ）を抽出するハイパスフィルタ 23 と、ハイパスフィルタ 23 の出力に 1 を加算する加算器 24 と、電圧制御器 10 の出力であるサイリスタコンバータの出力電圧指令に、加算器 24 の出力を乗算する乗算器 25 とを備え、この乗算器 25 の出力を、補正されたサイリスタコンバータの出力電圧指令として位相制御器 14 へ入力するようにしている。

【0134】次に、以上のように構成した本実施の形態のサイリスタコンバータの制御装置の作用について説明する。

【0135】図 6 において、交流電源 5 の電圧の振幅に急な変動があった場合には、振幅演算器 20 の出力が逆数演算器 22 で逆数演算され、その変化分がハイパスフィルタ 23 から出力される。

【0136】この結果、加算器 24 の出力は 1 でなくなり、前記図 4 および図 5 の場合と同様に、位相制御器 14 の入力であるサイリスタコンバータの出力電圧指令が補正される。

【0137】上述したように、本実施の形態のサイリスタコンバータの制御装置では、交流電源 5 の電圧が変動しても、サイリスタコンバータ 3 の出力電圧の上昇を抑制することができるため、交流電源 5 の電圧変動の影響を受けないサイリスタコンバータの制御装置を実現することが可能となる。

【0138】これにより、交流電源 5 の電圧変動時でも、平滑コンデンサ 4 の直流電圧を安定に制御することができ、負荷であるインバータ 1 および電動機 2 には、常に安定した電力を供給することができる。

【0139】すなわち、交流電源 5 の電圧の急速な変動分だけを補正することにより、本発明の目的を達成する

ことができる。

【0140】（第 6 の実施の形態）図 7 は、本実施の形態によるサイリスタコンバータの制御装置の構成例を示す回路図であり、図 4 と同一部分には同一符号を付してその説明を省略し、ここでは異なる部分についてのみ述べる。

【0141】すなわち、本実施の形態のサイリスタコンバータの制御装置は、図 7 に示すように、前記図 4 の構成をより簡単な構成にしたものであり、振幅演算器 20 の出力である交流電圧振幅の時間変化に比例した量（交流電源 5 の電圧の振幅変動分）を抽出するハイパスフィルタ 23 と、電流制御器 13 の出力であるサイリスタコンバータの出力電圧指令から、ハイパスフィルタ 23 の出力を減算する減算器 27 とを備え、この減算器 27 の出力を、補正されたサイリスタコンバータの出力電圧指令として位相制御器 14 へ入力するようにしている。

【0142】次に、以上のように構成した本実施の形態のサイリスタコンバータの制御装置の作用について説明する。

【0143】図 7 において、交流電源 5 の電圧の振幅に変動があった場合には、位相制御器 14 の入力であるサイリスタコンバータの出力電圧指令が、電源変動に応じて補正される。

【0144】例えば、交流電源 5 の電圧が上昇すると、ハイパスフィルタ 23 の出力は 0 から正に変化する。

【0145】従って、減算器 27 の出力はそれまでよりも小さな信号となり、位相制御器 14 の入力であるサイリスタコンバータの出力電圧指令は小さくなる方向に補正される。

【0146】すなわち、交流電源 5 の電圧が上昇すると、位相制御器 14 の入力であるサイリスタコンバータの出力電圧指令は小さくなり、電源変動の影響を除去することができる。

【0147】上述したように、本実施の形態のサイリスタコンバータの制御装置では、交流電源 5 の電圧が変動しても、サイリスタコンバータ 3 の出力電圧の上昇を抑制することができるため、交流電源 5 の電圧変動の影響を受けないサイリスタコンバータの制御装置を実現することが可能となる。

【0148】これにより、交流電源 5 の電圧変動時でも、平滑コンデンサ 4 の直流電圧を安定に制御することができ、負荷であるインバータ 1 および電動機 2 には、常に安定した電力を供給することができる。

【0149】（第 7 の実施の形態）図 8 は、本実施の形態によるサイリスタコンバータの制御装置の構成例を示す回路図であり、図 6 と同一部分には同一符号を付してその説明を省略し、ここでは異なる部分についてのみ述べる。

【0150】すなわち、本実施の形態のサイリスタコンバータの制御装置は、図 8 に示すように、前記図 6 の構

成をより簡単な構成にしたものであり、振幅演算器 20 の出力である交流電圧振幅の時間変化に比例した量（交流電源 5 の電圧の振幅変動分）を抽出するハイパスフィルタ 23 と、電圧制御器 10 の出力であるサイリスタコンバータの出力電圧指令から、ハイパスフィルタ 23 の出力を減算する減算器 27 とを備え、この減算器 27 の出力を、補正されたサイリスタコンバータの出力電圧指令として位相制御器 14 へ入力するようにしている。

【0151】次に、以上のように構成した本実施の形態のサイリスタコンバータの制御装置の作用について説明する。

【0152】図 8 において、交流電源 5 の電圧の振幅に変動があった場合には、位相制御器 14 の入力であるサイリスタコンバータの出力電圧指令が、電源変動に応じて補正される。

【0153】例えば、交流電源 5 の電圧が上昇すると、ハイパスフィルタ 23 の出力は 0 から正に変化する。

【0154】従って、減算器 27 の出力はそれまでよりも小さな信号となり、位相制御器 14 の入力であるサイリスタコンバータの出力電圧指令は小さくなる方向に補正される。

【0155】すなわち、交流電源 5 の電圧が上昇すると、位相制御器 14 の入力であるサイリスタコンバータの出力電圧指令は小さくなり、電源変動の影響を除去することができる。

【0156】上述したように、本実施の形態のサイリスタコンバータの制御装置では、交流電源 5 の電圧が変動しても、サイリスタコンバータ 3 の出力電圧の上昇を抑制することができるため、交流電源 5 の電圧変動の影響を受けないサイリスタコンバータの制御装置を実現することが可能となる。

【0157】これにより、交流電源 5 の電圧変動時でも、平滑コンデンサ 4 の直流電圧を安定に制御することができ、負荷であるインバータ 1 および電動機 2 には、常に安定した電力を供給することができる。

【0158】（第 8 の実施の形態）図 9 は、前記第 1 乃至第 7 の実施の形態によるサイリスタコンバータの制御装置における振幅演算器 20 の一例を示す構成図である。

【0159】すなわち、本実施の形態の振幅演算器 20 は、図 9 に示すように、交流電圧検出器 15 により検出された 3 相交流電源電圧 V_{RS} 、 V_{ST} 、 V_{TR} を直交する 2 相信号 X 、 Y に変換する 2 相変換器 201 と、2 相変換器 201 の出力である 2 相信号 X 、 Y をそれぞれ 2 乗して加算する 2 乗加算器 202 と、2 乗加算器 202 の出力の平方根を求める平方根演算器 203 と、平方根演算器 203 の出力信号をそのリップルを除去するために平滑して振幅信号 S_{ac} を出力するローパスフィルタ 204 とから構成している。

【0160】次に、以上のように構成した本実施の形態

の振幅演算器 20 の作用について説明する。

【0161】図 9 において、3 相交流電源電圧は 2 相変換器 201 により直交する 2 相信号に変換され、2 乗加算器 202 および平方根演算器 203 により、3 相交流電源電圧の振幅が演算される。

【0162】一方、交流電圧検出器 15 により検出された 3 相交流電源電圧は、転流サージ等のために歪成分が含まれていることが多い。そして、このような場合には、平方根演算器 203 の出力である電源電圧振幅にもリップル成分が含まれる。そのため、ローパスフィルタ 204 により、このようなリップル成分を低減して、リップル成分の少ない振幅信号 S_{ac} を出力する。

【0163】上述したように、本実施の形態の振幅演算器 20 を用いることにより、前記第 1 乃至第 7 の実施の形態によるサイリスタコンバータの制御装置の実現を容易にすることが可能となる。

【0164】この結果、交流電源 5 の電圧の変動の影響を受けないサイリスタコンバータの制御装置を得ることができる。

【0165】（第 9 の実施の形態）図 10 は、前記第 1 乃至第 7 の実施の形態によるサイリスタコンバータの制御装置における振幅演算器 20 の他の例を示す構成図であり、図 9 と同一部分には同一符号を付してその説明を省略し、ここでは異なる部分についてのみ述べる。

【0166】すなわち、本実施の形態の振幅演算器 20 は、図 10 に示すように、図 9 の振幅演算器 20 に、平均電圧演算器 205 と、3 つの減算器 206 a ~ 206 c とを付加した構成としている。

【0167】平均電圧演算器 205 は、交流電圧検出器 15 により検出された 3 相交流電源電圧 V_{RS} 、 V_{ST} 、 V_{TR} の瞬時平均値を演算する。

【0168】減算器 206 a ~ 206 c は、交流電圧検出器 15 により検出された V_{RS} 、 V_{ST} 、 V_{TR} から、平均電圧演算器 205 により演算された瞬時平均値 $(V_{RS} + V_{ST} + V_{TR}) / 3$ を減算し、この減算器 206 a ~ 206 c の出力信号を 2 相変換器 201 へ入力するようにしている。

【0169】次に、以上のように構成した本実施の形態の振幅演算器 20 の作用について説明する。

【0170】図 10 において、3 相交流電源電圧がバランスしていれば、3 相交流電源電圧の和 $(V_{RS} + V_{ST} + V_{TR})$ は 0 であり、前記図 9 の場合と同様の作用となる。

【0171】一方、3 相交流電源電圧がアンバランス状態の時には、3 相交流電源電圧の和 $(V_{RS} + V_{ST} + V_{TR})$ は 0 でなくなり、演算された振幅にアンバランスのためにリップル成分が含まれるようになる。

【0172】この場合、ローパスフィルタ 204 によってある程度のリップル成分は除去できるが、リップル除去効果をより大きくするために、ローパスフィルタ 204 の

時定数を大きくすると、振幅検出の遅れが大きくなり、好ましくない状態となる。

【0173】そのため、平均電圧演算器205の出力である瞬時平均電圧 $(V_{RS}+V_{ST}+V_{TR})/3$ はアンバランス成分であり、このアンバランス成分を3つの減算器206a~206cにより除去することで、3相交流電源電圧のアンバランス分を低減することができる。

【0174】上述したように、本実施の形態の振幅演算器20を用いることにより、検出電圧が3相アンバランス状態にある時でも、ローパスフィルタ204の時定数を大きくすることなく、リプルの小さい振幅信号を得ることが可能となる。

【0175】従って、本実施の形態の振幅演算器20を用いることにより、前記第1乃至第7の実施の形態によるサイリスタコンバータの制御装置の実現を容易にすることが可能となる。

【0176】この結果、交流電源5の電圧の変動の影響を受けないサイリスタコンバータの制御装置を得ることができる。

【0177】(第10の実施の形態)図11は、前記第1乃至第7の実施の形態によるサイリスタコンバータの制御装置における振幅演算器20の他の例を示す構成図である。

【0178】すなわち、本実施の形態の振幅演算器20は、図11に示すように、交流電圧検出器15により検出された3相交流電源電圧 V_{RS} 、 V_{ST} 、 V_{TR} を入力として全波整流する全波整流器207と、全波整流器207の出力信号をそのリプルを除去するために平滑して振幅信号 S_{ac} を出力するローパスフィルタ204とから構成している。

【0179】ここで、全波整流器207は、3つの絶対値演算器207a~207cと、最大値選択器207dとから構成している。

【0180】すなわち、交流電圧検出器15により検出された3相交流電源電圧 V_{RS} 、 V_{ST} 、 V_{TR} を、3つの絶対値演算器207a~207cでそれぞれ絶対値 $|V_{RS}|$ 、 $|V_{ST}|$ 、 $|V_{TR}|$ に変換し、その絶対値のうちの最大値を最大値選択器207dで選択出力することにより、全波整流器207の出力として3相交流電源電圧を全波整流した信号を得る。

【0181】次に、以上のように構成した本実施の形態の振幅演算器20の作用について説明する。

【0182】図9において、3相交流電源電圧を全波整流した波形の信号が全波整流器207から出力されるので、交流電源5の電圧の振幅に比例した信号を得ることができる。

【0183】また、全波整流波形には、交流電源5周波数の6倍の周波数のリプル成分が含まれるが、ローパスフィルタ204によりリプル成分を低減することができる。このようにして、本実施の形態の振幅演算器20で

も、交流電源5の電圧の振幅を検出することができる。

【0184】上述したように、本実施の形態の振幅演算器20を用いることにより、交流電源5の電圧の振幅を簡単に検出することが可能となる。

【0185】従って、本実施の形態の振幅演算器20を用いることにより、前記第1乃至第7の実施の形態によるサイリスタコンバータの制御装置の実現を容易にすることが可能となる。

【0186】この結果、交流電源5の電圧の変動の影響を受けないサイリスタコンバータの制御装置を得ることができる。

【0187】(第11の実施の形態)図12は、前記第1乃至第7の実施の形態によるサイリスタコンバータの制御装置における振幅演算器20の他の例を示す構成図であり、図9と同一部分には同一符号を付してその説明を省略し、ここでは異なる部分についてのみ述べる。

【0188】すなわち、本実施の形態の振幅演算器20は、図12に示すように、図9の振幅演算器20におけるローパスフィルタ204を、移動平均演算器208を用いて構成している。

【0189】移動平均演算器208は、過去の一定時間における入力信号の平均値を演算して出力する、一種のローパスフィルタである。

【0190】次に、以上のように構成した本実施の形態の振幅演算器20の作用について説明する。

【0191】なお、図9と同一部分の作用についてはその説明を省略し、ここでは異なる部分の作用についてのみ述べる。

【0192】図12において、交流電源5に3相アンバランスがある場合には、前述したように、振幅検出信号 S_{ac} に交流電源5周波数の2倍周波数のリプル成分が含まれる。この場合、移動平均演算器208における移動平均時間を交流電源5の半周期に選ぶことにより、リプル成分を完全に除去することができ、交流電源5の電圧のアンバランス分をなくすることができる。

【0193】上述したように、リプル除去のために本実施の形態の移動平均演算器208を振幅演算器20に用いることにより、振幅演算器20の出力としてリプルのない振幅信号を得ることが可能となる。

【0194】従って、本実施の形態の振幅演算器20を用いることにより、前記第1乃至第7の実施の形態によるサイリスタコンバータの制御装置の実現を容易にすることが可能となる。

【0195】この結果、交流電源5の電圧の変動の影響を受けないサイリスタコンバータの制御装置を得ることができる。

【0196】(第12の実施の形態)図13は、本実施の形態によるPWMコンバータの制御装置の構成例を示す回路図であり、図20と同一部分には同一符号を付してその説明を省略し、ここでは異なる部分についてのみ

述べる。

【0197】すなわち、本実施の形態のPWMコンバータの制御装置は、図13に示すように、図20に3つの加算器28R, 28S, 28Tを付加した構成としている。

【0198】つまり、有効および無効電流制御器18の出力である3相各相の交流電圧指令 ν_R^* , ν_S^* , ν_T^* に、交流電圧検出器15により検出された交流電源5の各相電圧 e_R , e_S , e_T を加算器28R, 28S, 28Tによりそれぞれ重畳して、補正された各相の交流電圧指令 ν_{RC}^* , ν_{SC}^* , ν_{TC}^* を求めるようにしている。

【0199】そして、この補正された各相の交流電圧指令 ν_{RC}^* , ν_{SC}^* , ν_{TC}^* をPWM制御回路19へ入力し、パルス幅変調してPWMインバータ3aを制御するようにしている。

【0200】次に、以上のように構成した本実施の形態のPWMコンバータの制御装置の作用について説明する。

【0201】PWMコンバータ3aの交流電圧は、PWM制御回路19の入力 ν_{RC}^* , ν_{SC}^* , ν_{TC}^* にほぼ比例する。そして、PWMコンバータ3aの交流電圧と交流電源5の電圧との差電圧が電源フィルタ6aに印加されることによって、交流電流の大きさが決まる。

【0202】従って、交流電源5の電圧の変動は外乱となり、交流電源5の電圧が変動すると、前述した従来の図20の構成では、交流電流が乱される。

【0203】この点、本実施の形態の構成においては、かかる外乱の影響を除去するように作用する。

【0204】すなわち、図13において、交流電源5の電圧が変動しても、交流電圧検出器15により検出された交流電源5の各相電圧に比例した信号 e_R , e_S , e_T を、加算器28R, 28S, 28Tにより重畳した各相の交流電圧指令 ν_{RC}^* , ν_{SC}^* , ν_{TC}^* でパルス幅変調するので、交流電源5の電圧の変動分だけPWMコンバータ3aの交流電圧も変動する。

【0205】この結果、PWMコンバータ3aの交流電圧と交流電源5の電圧との差電圧には変化を生じないので、交流電源5の電圧の変動により交流電流が乱される現象は起こらない。

【0206】上述したように、本実施の形態のPWMコンバータの制御装置では、交流電源5の電圧が変動しても、PWMコンバータ3aの交流電圧と交流電源5の電圧との差電圧に変化を生じないため、交流電源5の電圧変動の影響を受けないPWMコンバータの制御装置を実現することが可能となる。

【0207】これにより、交流電源5の電圧変動時でも、平滑コンデンサ4の直流電圧を安定に制御することができ、負荷であるインバータ1および電動機2には、常に安定した電力を供給することができる。

【0208】（第12の実施の形態の変形例）前記図13の実施の形態における有効および無効電流制御器18としては、図21に示した構成の有効および無効電流制御器18を使用することができるが、これに限られるものではない。

【0209】すなわち、図21の構成の有効および無効電流制御器18では、交流の電流指令と交流の検出電流 i_R , i_T とを比較増幅して交流量で制御するようにしている。

【0210】一方、最近では、検出量を有効電流と無効電流の直流量に変換し、有効および無効電流指令 i_p^* , i_q^* と比較増幅する直流量での制御が行なわれることが多い。そして、このような場合でも、本発明を同様に適用することができ、その効果は変わらない。

【0211】図14は、直流量での電流制御を行なう場合の有効および無効電流制御器18の構成例を示す回路図であり、図21と同一部分には同一符号を付してその説明を省略し、ここでは異なる部分についてのみ述べる。

【0212】図14において、座標変換器185は交流量を直流量に変換するものであり、例えば交流信号を3相信号から直交2相信号に変換し、さらに図22の場合と同様に、4つの乗算器と加算器と減算器とにより直流量に変換する周知の構成である。

【0213】すなわち、電流検出器11R, 11Tにより検出された交流電流 i_R , i_T を、座標変換器185により交流電源5の電圧と同相な成分 i_p および直交する成分 i_q に変換して、それぞれ有効電流指令 i_p^* および無効電流指令 i_q^* と比較器182R, 182Tにより比較し、電流制御器183R, 183Tにより増幅して、有効電圧指令 ν_p^* および無効電圧指令 ν_q^* を得る。

【0214】また、この有効、無効電圧指令 ν_p^* , ν_q^* を、図22の場合と同様の構成の座標変換器181によりR相、T相の交流電圧指令 ν_R^* , ν_T^* に変換し、さらにこのR相、T相の交流電圧指令 ν_R^* , ν_T^* を、反転加算器184により極性反転した後、加算してS相の交流電圧指令 ν_S^* を得る。

【0215】図14に示す本実施の形態のように、交流電流を直流量に変換して電流制御する方式は、自動制御ループの周波数特性の影響を受けずに、指令値に制御量を追従させることができるので、よく使われる。

【0216】従って、図13に示す第12の実施の形態における有効および無効電流制御器18は、図14に示すように交流電流を直流量に変換して電流制御する方式の有効および無効電流制御器18であってもよいことは明らかである。

【0217】（第13の実施の形態）図15は、本実施の形態によるPWMコンバータの制御装置の構成例を示す回路図であり、図13および図14と同一部分には同

一符号を付してその説明を省略し、ここでは異なる部分についてのみ述べる。

【0218】すなわち、本実施の形態のPWMコンバータの制御装置は、図15に示すように、図14に示した交流電流を直流量に変換して電流制御する方式の有効および無効電流制御器18を有するものに適用した場合の例である。

【0219】なお、図15では、主回路部の図示を省略して、制御装置部のみについて示している。

【0220】図15において、交流電圧検出器15により検出されたR相、T相の各相電圧 e_R 、 e_T を、座標変換器186により直流量 e_p 、 e_q に変換し、電流制御器183R、183Tの出力である有効電圧指令 v_p^* 、無効電圧指令 v_q^* に加算器187R、187Tによりそれぞれ加算して、補正された有効、無効電圧指令 v_{pc}^* 、 v_{qc}^* を求め、座標変換器181により交流流量 v_{Rc}^* 、 v_{Tc}^* に変換し、さらにこれらの交流流量 v_{Rc}^* 、 v_{Tc}^* を反転加算器184により加算して、交流流量 v_{Sc}^* を得るようにしている。

【0221】次に、以上のように構成した本実施の形態のPWMコンバータの制御装置の作用について説明する。

【0222】なお、図13と同一部分の作用についてはその説明を省略し、ここでは異なる部分の作用についてのみ述べる。

【0223】図13に示す実施の形態では、交流の電圧指令に交流の相電圧信号が重畳されているのに対し、図15に示す本実施の形態では、相電圧信号が直流量に変換されて、直流量の電圧指令に重畳される。

【0224】すなわち、図13に示す実施の形態と図15に示す本実施の形態では、交流流量か直流量かの違いがあるだけであり、交流電源5の電圧変動による交流電流変動の抑制効果は変わらない。

【0225】上述したように、本実施の形態のPWMコンバータの制御装置では、交流電源5の電圧が変動しても、PWMコンバータ3aの交流電圧と交流電源5の電圧との差電圧に変化を生じないため、交流電源5の電圧変動の影響を受けないPWMコンバータの制御装置を実現することが可能となる。

【0226】これにより、交流電源5の電圧変動時でも、平滑コンデンサ4の直流電圧を安定に制御することができ、負荷であるインバータ1および電動機2には、常に安定した電力を供給することができる。

【0227】（第14の実施の形態）図16は、本実施の形態によるPWMコンバータの制御装置の構成例を示す回路図であり、図15と同一部分には同一符号を付してその説明を省略し、ここでは異なる部分についてのみ述べる。

【0228】本実施の形態のPWMコンバータの制御装置は、図16に示すように、図15の構成から加算器1

87Tを省略した構成としている。

【0229】すなわち、図15に示す実施の形態では、交流電圧検出器15により検出されたR相、T相の電源電圧の有効成分 e_p および無効成分 e_q を、電流制御器183R、183Tの出力である有効、無効電圧指令 v_p^* 、 v_q^* に重畳しているのに対して、図16に示す本実施の形態では、交流電圧検出器15により検出されたR相、T相の電源電圧の有効成分 e_p のみを、電流制御器183Rの出力である有効電圧指令 v_p^* に重畳するようにしている。

【0230】次に、以上のように構成した本実施の形態のPWMコンバータの制御装置の作用について説明する。

【0231】なお、図15と同一部分の作用についてはその説明を省略し、ここでは異なる部分の作用についてのみ述べる。

【0232】図16において、座標変換のための電源同期信号 S_p 、 S_q は、交流電源5の電圧の検出信号 e_R 、 e_S 、 e_T から作られる。そして、検出信号に含まれるノイズ除去等を行なうために、電源同期信号 S_p 、 S_q と検出信号 e_R 、 e_T とは、交流電源5の電圧変動に対する感度の差はあるが、基本的には同じ信号である。

【0233】従って、定常状態では、検出信号 e_R 、 e_T を電源同期信号 S_p 、 S_q により座標変換した結果は、有効成分 e_p のみとなり、無効成分 e_q は0である。

【0234】一方、交流電源5の電圧の変動時には、無効成分 e_q も0でなくなるが、交流電源5の電圧の振幅変動等の多くは、有効成分 e_p の方に現われる。

【0235】従って、図16に示す本実施の形態のように、有効成分 e_p のみを重畳することによっても、交流電源5の電圧変動による交流電流変動の抑制効果を得ることができる。

【0236】上述したように、本実施の形態のPWMコンバータの制御装置では、交流電源5の電圧が変動しても、PWMコンバータ3aの交流電圧と交流電源5の電圧との差電圧に変化を生じないため、交流電源5の電圧変動の影響が少ないPWMコンバータの制御装置を実現することが可能となる。

【0237】これにより、交流電源5の電圧変動時でも、平滑コンデンサ4の直流電圧を安定に制御することができ、負荷であるインバータ1および電動機2には、常に安定した電力を供給することができる。

【0238】（第15の実施の形態）図17は、本実施の形態によるPWMコンバータの制御装置の構成例を示す回路図であり、図15と同一部分には同一符号を付してその説明を省略し、ここでは異なる部分についてのみ述べる。

【0239】本実施の形態のPWMコンバータの制御装

置は、図 17 に示すように、図 15 の構成に、2 つのハイパスフィルタ 188 R、188 T を付加した構成としている。

【0240】すなわち、座標変換器 186 の出力である、交流電圧検出器 15 により検出された R 相、T 相の電源電圧の有効成分 e_p および無効成分 e_q を、ハイパスフィルタ 188 R、188 T を介して加算器 187 R、187 T に入力している。

【0241】つまり、図 15 に示す実施の形態では、交流電圧検出器 15 により検出された R 相、T 相の電源電圧の有効成分 e_p および無効成分 e_q を、電流制御器 183 R、183 T の出力である有効、無効電圧指令 v_p^* 、 v_q^* に重畳しているのに対して、図 17 に示す本実施の形態では、交流電圧検出器 15 により検出された R 相、T 相の電源電圧の有効成分 e_p および無効成分 e_q を、ハイパスフィルタ 188 R および 188 T を介して、電流制御器 183 R、183 T の出力である有効、無効電圧指令 v_p^* 、 v_q^* に重畳するようにしている。

【0242】次に、以上のように構成した本実施の形態の PWM コンバータの制御装置の作用について説明する。

【0243】なお、図 15 と同一部分の作用についてはその説明を省略し、ここでは異なる部分の作用についてのみ述べる。

【0244】サイリスタコンバータの制御装置の実施の形態でも説明したように、交流電源 5 の電圧の変動が制御系に対して悪影響を与えるのは、その変動速度が速い場合である。そして、制御系の応答速度に比べて遅い変動は、制御系に対する影響が殆どない。

【0245】従って、交流電源 5 の電圧の速い変動分だけを電圧指令に重畳することにより、交流電源 5 の電圧変動の制御系に与える影響を除去することができる。

【0246】図 17 において、ハイパスフィルタ 188 R、188 T により、R 相、T 相の電源電圧の有効成分 e_p および無効成分 e_q から交流電源 5 の電圧の変化分が抽出されて、電流制御器 183 R、183 T の出力である電圧指令 v_p^* 、 v_q^* に加算器 187 R、187 T により重畳されることで、電圧指令が補正される。

【0247】これにより、交流電源 5 変動の制御系に与える影響を除去することができる。

【0248】上述したように、本実施の形態の PWM コンバータの制御装置では、交流電源 5 の電圧が変動しても、PWM コンバータ 3 a の交流電圧と交流電源 5 の電圧との差電圧に変化を生じないため、交流電源 5 の電圧変動の影響が少ない PWM コンバータの制御装置を実現することが可能となる。

【0249】これにより、交流電源 5 の電圧変動時でも、平滑コンデンサ 4 の直流電圧を安定に制御することができ、負荷であるインバータ 1 および電動機 2 には、

常に安定した電力を供給することができる。

【0250】（第 16 の実施の形態）図 18 は、本実施の形態による PWM コンバータの制御装置の構成例を示す回路図であり、図 17 と同一部分には同一符号を付してその説明を省略し、ここでは異なる部分についてのみ述べる。

【0251】本実施の形態の PWM コンバータの制御装置は、図 18 に示すように、図 17 の構成から、加算器 187 T と、ハイパスフィルタ 188 T とを省略した構成としている。

【0252】すなわち、図 17 に示す実施の形態では、交流電圧検出器 15 により検出された R 相、T 相の電源電圧の有効成分 e_p および無効成分 e_q の変化分を、電流制御器 183 R、183 T の出力である有効、無効電圧指令 v_p^* 、 v_q^* に重畳しているのに対して、図 18 に示す本実施の形態では、交流電圧検出器 15 により検出された R 相、T 相の電源電圧の有効成分 e_p の変化分のみを、電流制御器 183 R の出力である有効電圧指令 v_p^* に重畳するようにしている。

【0253】次に、以上のように構成した本実施の形態の PWM コンバータの制御装置の作用について説明する。

【0254】なお、図 17 と同一部分の作用についてはその説明を省略し、ここでは異なる部分の作用についてのみ述べる。

【0255】前記図 16 に示す実施の形態で説明したように、交流電源 5 の電圧の振幅変動等の多くは、有効成分 e_p の方に現われる。

【0256】従って、図 18 に示す本実施の形態のように、有効成分 e_p の変化分のみを重畳することによっても、交流電源 5 の電圧変動による交流電流変動の抑制効果を得ることができる。

【0257】上述したように、本実施の形態の PWM コンバータの制御装置では、交流電源 5 の電圧が変動しても、PWM コンバータ 3 a の交流電圧と交流電源 5 の電圧との差電圧に変化を生じないため、交流電源 5 の電圧変動の影響が少ない PWM コンバータの制御装置を実現することが可能となる。

【0258】これにより、交流電源 5 の電圧変動時でも、平滑コンデンサ 4 の直流電圧を安定に制御することができ、負荷であるインバータ 1 および電動機 2 には、常に安定した電力を供給することができる。

【0259】（その他の実施の形態）

（a）前記図 1 では、交流電源 5 の電圧を検出する電圧検出器 15 を、電源トランス 6 の 2 次側に設ける場合の例について説明したが、これに限らず、前記図 2 Q に示す場合のように、電源トランス 6 の 1 次側に設けるようにしてもよいことは明らかである。また、平滑効果を高くするため、サイリスタコンバータ 3 と平滑コンデンサ 4 との間にリアクトルを挿入することもあるが、本発明

はそのような構成に対しても同様に適用することが可能である。なお、これらのことは、前記他の実施の形態の場合についても同様であることは言うまでもない。

【0260】(b) 前記図2のように電流制御を行わない構成でも、応答性改善のために負荷側を含めた電流等を電圧制御ループに重量することで補償する構成もあるが、本発明はそのような構成に対しても同様に適用することが可能であり、位相制御器14の入力を、振幅演算器20の出力である交流電源電圧振幅で除算することによって、前述の場合と同様の効果を得ることができる。

【0261】(c) 前記図12では、図9の構成の振幅演算器20に移動平均演算器208を適用した場合の例について説明したが、これに限らず、移動平均演算器208を図10および図11の構成の振幅演算器20についても同様に適用することが可能であることは明らかである。

【0262】

【発明の効果】以上説明したように、本発明のサイリスタコンバータの制御装置によれば、交流電源電圧変動時でも、交流電源電圧変動の影響を受けないサイリスタコンバータの制御装置を実現することが可能となる。

【0263】これにより、交流電源電圧変動時でも、直流回路電圧を安定に制御することができ、負荷には常に安定した電力を供給することができる。

【0264】一方、本発明のPWMコンバータの制御装置によれば、交流電源電圧の変動による直流回路電圧の変動、および交流電流の変動を抑制することができ、負荷には常に安定した電力を供給することができる。

【0265】また、交流電源電圧が急変した時の装置過電流等も防ぐことができ、装置停止に至ることなく連続した運転を行なうことができるPWMコンバータの制御装置を得ることが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明によるサイリスタコンバータの制御装置の第1の実施の形態を示す回路図。

【図2】本発明によるサイリスタコンバータの制御装置の第2の実施の形態を示す回路図。

【図3】本発明によるサイリスタコンバータの制御装置の第3の実施の形態を示す回路図。

【図4】本発明によるサイリスタコンバータの制御装置の第4の実施の形態を示す回路図。

【図5】本発明によるサイリスタコンバータの制御装置の第4の実施の形態を示す回路図。

【図6】本発明によるサイリスタコンバータの制御装置の第5の実施の形態を示す回路図。

【図7】本発明によるサイリスタコンバータの制御装置の第6の実施の形態を示す回路図。

【図8】本発明によるサイリスタコンバータの制御装置の第7の実施の形態を示す回路図。

【図9】同第1乃至第7の実施の形態によるサイリスタコンバータの制御装置における振幅演算器の第1の例を示す構成図。

【図10】同第1乃至第7の実施の形態によるサイリスタコンバータの制御装置における振幅演算器の第2の例を示す構成図。

【図11】同第1乃至第7の実施の形態によるサイリスタコンバータの制御装置における振幅演算器の第3の例を示す構成図。

【図12】図9～図11におけるローパスフィルタの一例を示す構成図。

【図13】本発明によるPWMコンバータの制御装置の第12の実施の形態を示す回路図。

【図14】本発明に適用される有効および無効電流制御器の一例を示す構成図。

【図15】本発明によるPWMコンバータの制御装置の第13の実施の形態を示す回路図。

【図16】本発明によるPWMコンバータの制御装置の第14の実施の形態を示す回路図。

【図17】本発明によるPWMコンバータの制御装置の第15の実施の形態を示す回路図。

【図18】本発明によるPWMコンバータの制御装置の第16の実施の形態を示す回路図。

【図19】従来のサイリスタコンバータの制御装置の一例を示す回路図。

【図20】従来のPWMコンバータの制御装置の一例を示す回路図。

【図21】図20における有効および無効電流制御器の一例を示す構成図。

【図22】図21における座標変換器の一例を示す構成図、および動作を説明するための信号波形図。

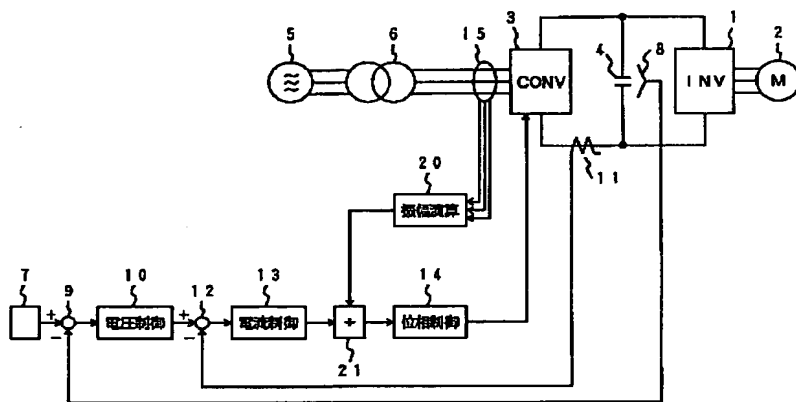
【符号の説明】

- 1…インバータ、
- 2…電動機、
- 3…サイリスタコンバータ、
- 3a…PWMコンバータ、
- 4…平滑コンデンサ、
- 5…交流電源、
- 6…電源トランス、
- 6a…電源フィルタ、
- 7…電圧基準回路、
- 8…電圧検出器、
- 9…比較器、
- 10…電圧制御器、
- 11…電流検出器、
- 12…比較器、
- 13…電流制御器、
- 14…位相制御器、
- 15…交流電圧検出器、
- 16…位相検出器、

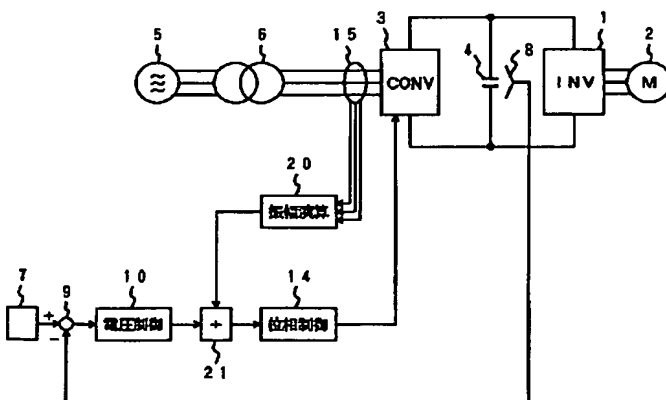
17…無効電流基準器、
 18…有効および無効電流制御器、
 181…座標変換器、
 181A, 181B, 181C, 181D…乗算器、
 181E…減算器、
 181F…加算器、
 181G, 181H…係数器、
 181I…加算器、
 182R, 182T…比較器、
 183R, 183T…電流制御器、
 184…反転加算器、
 185, 186…座標変換器、
 187R, 187T…加算器、
 188R, 188T…ハイパスフィルタ、
 19…PWM制御回路、
 20…振幅演算器、

201…2相変換器、
 202…2乗加算器、
 203…平方根演算器、
 204…ローパスフィルタ、
 205…平均電圧演算器、
 206a~206c…減算器、
 207a~207c…絶対値演算器、
 207d…最大値選択器、
 208…移動平均演算器、
 21…割り算器、
 22…逆数演算器、
 23…ハイパスフィルタ、
 24…加算器、
 25…乗算器、
 27…減算器、
 28R, 28S, 28T…加算器。

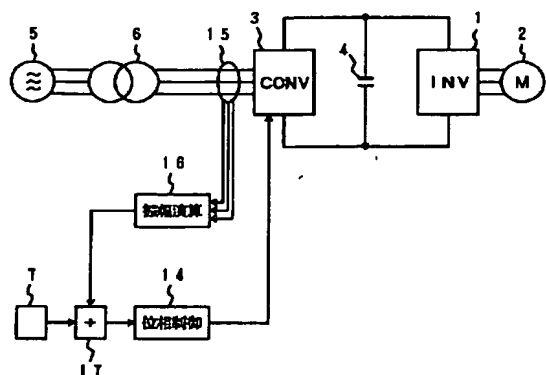
【図1】



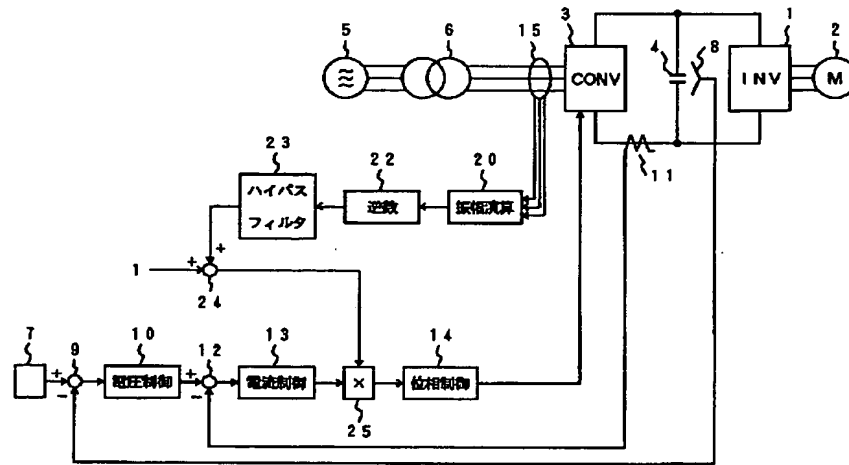
【図2】



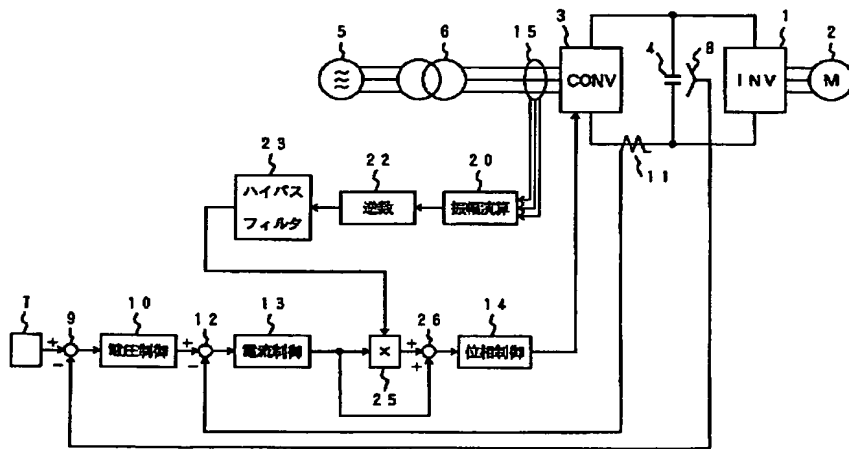
【図3】



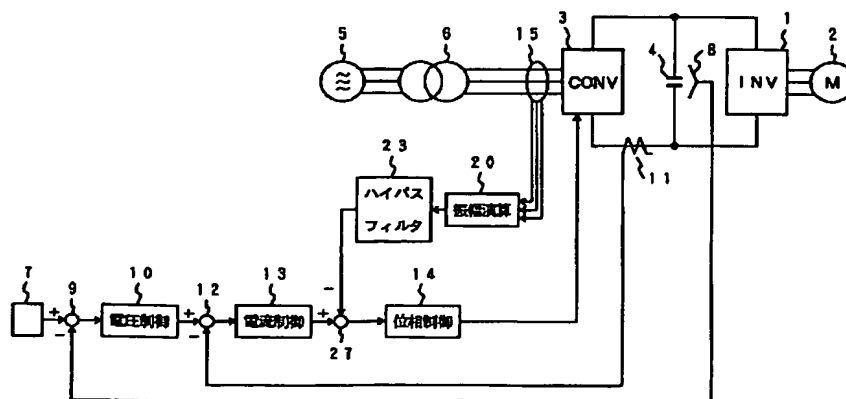
【図 4】



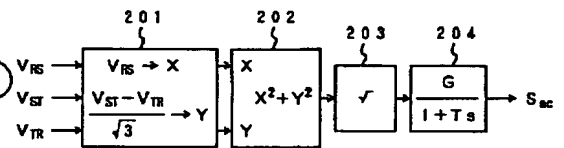
【図 5】



【図 7】



【圖 9】

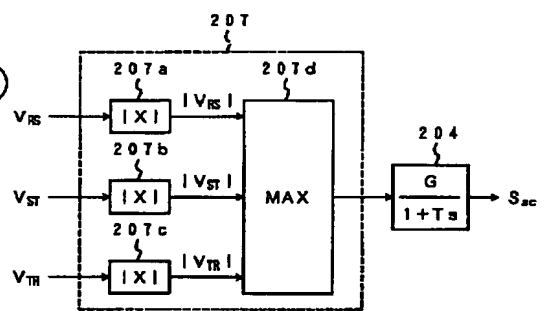


```

graph LR
    V_RS[V_RS] --> 201
    V_ST[V_ST] --> 201
    V_TR[V_TR] --> 201
    subgraph 201 [ ]
        direction TB
        X["X = V_RS"]
        Y["Y = (V_ST - V_TR) / √3"]
    end
    X --> 202
    Y --> 202
    subgraph 202 [ ]
        direction TB
        Z["X² + Y²"]
    end
    Z --> 203
    subgraph 203 [ ]
        direction TB
        W["√"]
    end
    W --> 204
    subgraph 204 [ ]
        direction TB
        S_Bc["移動平均"]
    end
    S_Bc --> S_Bc

```

【图 1-1】



The diagram illustrates a digital control system for a three-phase inverter. It consists of the following components and signal flow:

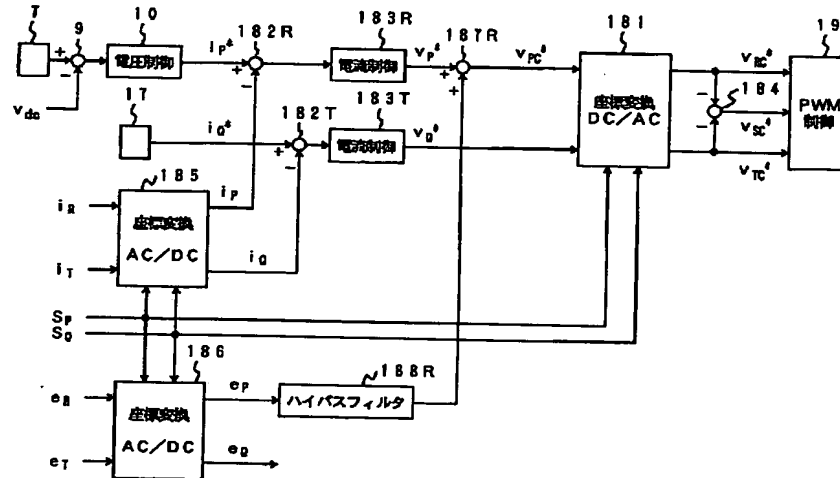
- Inputs:** Three-phase voltages V_{RS} , V_{ST} , and V_{TR} .
- Block 201 (Coordinate Transformation):** This block takes the input voltages and calculates the reference current I_d^* and the reference voltage V_d^* . The calculations are:

$$I_d^* = \frac{V_{RS} - V_{TR}}{\sqrt{3}}$$

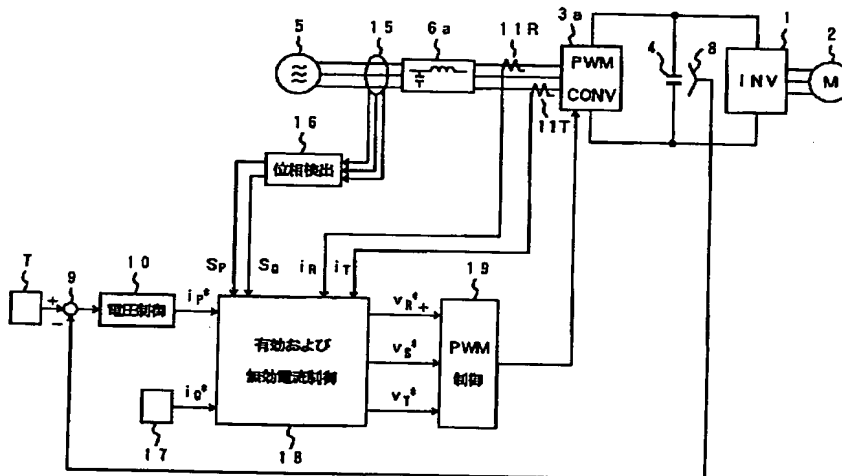
$$V_d^* = \frac{V_{RS} - V_{TR}}{\sqrt{3}}$$
- Block 202 (Control Law):** This block takes the reference current I_d^* and the reference voltage V_d^* as inputs and calculates the reference current I_d^* and the reference voltage V_d^* .
- Block 203 (Reference Filter):** This block takes the reference current I_d^* and the reference voltage V_d^* as inputs and calculates the reference current I_d^* and the reference voltage V_d^* .
- Block 204 (Transfer Function):** This block takes the reference current I_d^* and the reference voltage V_d^* as inputs and calculates the reference current I_d^* and the reference voltage V_d^* .
- Block 205 (Summing Junction):** This block takes the reference current I_d^* and the reference voltage V_d^* as inputs and calculates the reference current I_d^* and the reference voltage V_d^* .
- Output:** The final output of the system is S_{ao} .

The diagram illustrates a power conversion system. It starts with a DC input V_{dc} connected to a voltage divider (10, 17). The voltage feedback loop consists of a voltage divider (182R, 183R) and a summing junction (187R). The current feedback loop consists of a current divider (182T, 183T) and a summing junction (187T). The DC/AC converter (181) receives the feedback signals and outputs a PWM signal (19). The AC/DC converter (185) receives the PWM signal and outputs a DC signal (186). The AC/DC converter (186) receives the DC signal (186) and outputs a DC signal (188R, 188T).

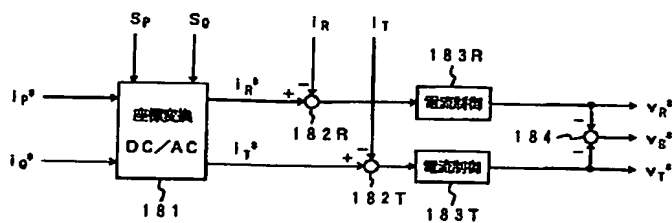
【図 18】



【図 20】



【図 21】



【図 2 2】

